

**Ultrabreitbandantennen  
für  
biomedizinische Radaranwendungen**

**Dissertation**

**zur Erlangung des akademischen Grades Doktoringenieur  
(Dr.-Ing.)**

**vorgelegt der  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Ilmenau**

**von**

**Dipl.-Ing. Ulrich Schwarz**

**(29.03.1982, Halle/Saale)**

**vorgelegt am: 31.03.2010**

**Gutachter**

- 1. Prof. Dr. rer.nat. habil. Matthias A. Hein, TU Ilmenau**
- 2. Prof. Dr. Ing. Hermann Schumacher, Uni Ulm**
- 3. Dr. rer.nat. Frank Seifert, PTB Berlin**

**Verteidigung am: 26.10.2010**

**Verf.-Nr.: EI 258**

Autoreninformation:

Dipl.-Ing. Ulrich Schwarz  
Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik  
Technische Universität Ilmenau  
Helmholtzplatz 2  
98693 Ilmenau

Privat:  
Burgstr. 32  
06618 Naumburg



# Vorwort

---

Die nachstehende Abhandlung ist während meiner Mitarbeit am DFG-Projekt *ultraMEDIS* entstanden. Durch eine greifbare und praxisnahe Projektskizze ist es nur natürlich, dass die einzelnen Beiträge der Projektpartner einen eher ergebnis- als theorieorientierten Charakter aufweisen. Die Forderung nach raschen und belastbaren Fakten führte schließlich nicht zuletzt in meinem Arbeitsablauf dazu, weniger den Fragen des „Warum?“ als den Fragen des „Wie?“ nachzugehen. Resultierend daraus entstand eine Dissertation, die in weiten Zügen praktisch orientiert erscheint und möglichst in nachvollziehbarer Weise eine Reproduktion und Weiterentwicklung der Ergebnisse ermöglichen soll. Die Fragen des „Warum?“ wurden somit auf diejenigen Punkte limitiert, die für eine Anwendung von unmittelbarem Belang waren. Die entsprechende Gewichtung von Theorie- und Anwendungsteil spiegelt sogleich den zurückliegenden Arbeitsalltag wider. So präsentieren sich die Hauptergebnisse in Form von realisierten Antennen, deren Funktionalität sowohl unter Labor- als auch praxisnahen Bedingungen bewiesen werden konnte.

Um die gesteckten Ziele, wie nachfolgend beschrieben, realisiert haben zu können, war die enge Zusammenarbeit innerhalb und außerhalb des eigenen Fachgebietes von höchster Bedeutung. Von daher ist dies der geeignetste Punkt, all denjenigen zu danken, die am Erfolg der Entwicklungen einen maßgebenden Anteil trugen.

Zuvorderst ist Dr. Ralf Stephan zu nennen, der als primärer Ansprechpartner jederzeit und für alles ein offenes Ohr hatte und jederzeit Rat wußte. Hinzu kommen die Projektpartner aus Ilmenau, Jena und Berlin, ohne deren Zutun einige Dinge nicht hätten umgesetzt werden können. Dies trifft ebenso auf die gesamte Fachschaft *Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik* zu. Ferner seien Kollegen erwähnt, die ohne Verpflichtung oder etwa einen Mehrwert zu erhalten viel Zeit damit zubrachten, Formen zu bearbeiten und zu verkupfern. Dies waren vor allem E. Hamatschek und M. Fritz. Doch auch außerhalb des kollegialen Umfeldes entstanden Kontakte, die sich für eine erfolgreiche Arbeit von unschätzbarem Wert zeigten. Die Herren Dr. S. Barth, H. Günther und H. Keune taten dabei ein Vielfaches mehr, als von externen Dienstleistern hätte erwartet werden können.

In Anbetracht dessen, dass Ergebnisse nicht nur erstellt, sondern zudem in dieser Dissertation niedergeschrieben werden mussten, ist auch den Revisoren für ihre zweifelsfrei schwere Arbeit großer Dank gewiss.

Nicht unerwähnt darf an dieser Stelle die Deutsche Forschungsgemeinschaft bleiben, die nicht nur den Autor, sondern auch die Umsetzung dessen Ideen finanzierte.

Zum Abschluss bleibt nur noch eine Person zu benennen, der ich neben meinem Arbeitsplatz und der Möglichkeit zur Promotion eine nachhaltige persönliche Weiterentwicklung verdanke. Seine stete Kritik führte in weiten Teilen zu einer Einsicht, die mir ohnedies verborgen geblieben wäre. Vielen Dank Matthias.



# Inhaltsübersicht

---

## Vorwort

## Inhaltsübersicht

## Meistgebräuchliche Formelzeichen und Abkürzungen 5

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>Radar in der Biomedizin</b>	<b>11</b>
2.1	<i>Anwendungen und Einsatzgebiete</i>	11
2.2	<i>UWB-Radartechnik</i>	21
2.3	<i>Messverfahren</i>	26
2.4	<i>Anwendungsspezifische Antenneneigenschaften</i>	28
<b>3</b>	<b>Physikalische Wechselwirkungen</b>	<b>31</b>
3.1	<i>Signalausbreitung in Materie</i>	31
3.2	<i>Dielektrische Materialien für Antennenanwendungen und Phantome</i>	40
3.3	<i>Spezielle Bedingungen in Magnetresonanztomografen</i>	48
<b>4</b>	<b>Miniaturisierung und Charakterisierung von UWB-Antennen</b>	<b>51</b>
4.1	<i>Elektrisch kleine Antennen</i>	51
4.2	<i>Geometrisch kleine Antennen</i>	54
4.3	<i>Simulationsverfahren</i>	58
4.4	<i>Antennenkenngrößen und Messungen</i>	61

<b>5</b>	<b>UWB-Antennen für dielektrische Bildgebung</b>	<b>65</b>
5.1	<i>Die Doppelsteghornantenne</i>	65
5.2	<i>Grundentwurf dielektrisch skalierten Doppelsteghornantennen</i>	74
5.3	<i>Keramikbasierte Doppelsteghornantennen</i>	79
<b>6</b>	<b>UWB-Antennen für Navigatortechniken in MR-Anwendungen</b>	<b>89</b>
6.1	<i>Grundentwürfe MR-kompatibler Breitbandantennen</i>	89
6.2	<i>MR-kompatible Doppelsteghornantennen</i>	94
<b>7</b>	<b>Phasen- und Impulszentren von Doppelsteghornantennen</b>	<b>107</b>
7.1	<i>Phasenzentren von Doppelsteghornantennen</i>	107
7.2	<i>Impulszentren von Doppelsteghornantennen</i>	116
<b>8</b>	<b>Messungen und Ergebnisse des Gesamtsystems</b>	<b>121</b>
8.1	<i>Ergebnisse dielektrischer Bildgebung</i>	121
8.2	<i>Ergebnisse von Navigatortechniken in MR-Anwendungen</i>	127
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>135</b>
9.1	<i>Zusammenfassung</i>	135
9.2	<i>Ausblick</i>	138
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>141</b>
	<b>Anlage</b>	<b>151</b>
	<b>Eigenständigkeitserklärung</b>	<b>171</b>
	<b>Thesen</b>	<b>173</b>
	<b>Bibliografische Zusammenfassung / Summary</b>	<b>175</b>

# Meistgebräuchliche Formelzeichen und Abkürzungen

---

$c$	Krümmungskoeffizient
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum (3e8 m/s)
$C(\theta, \varphi)$	Räumlicher Korrelationskoeffizient
$\underline{E}$	Elektrische Feldstärke
$f$	Frequenz
$f(x)$	Funktion von Element $x$
$G$	Antennengewinn unter Einbezug der Fehlanpassung
$G_{S/P/R}$	Gradientenfelder eines Magnetresonanztomografen
$\underline{h}(t, \theta, \varphi), \underline{H}(f, \theta, \varphi)$	Übertragungsfunktion im Zeit- oder Frequenzbereich
$H$	Magnetische Feldstärke
$h_n^{(2)}$	Hankelfunktion
$j_n$	Besselfunktion
$k$	Wellenzahl ( $2 \cdot \pi / \lambda$ )
$P$	Leistung
$P(x, y, z)$	Punkt im räumlichen Koordinatensystem
$\underline{S}_{11}$	Reflexionskoeffizient, meist dessen leistungsbezogener Betrag in [dB]
$\underline{S}_{21}$	Transmissionskoeffizient eines Zweitorts
$\underline{\Gamma}_{H/E}$	Reflexionskoeffizient in H- oder E-Ebene
$\tan(\delta)$	Verlustfaktor (hier: $\epsilon''/\epsilon'$ )
$\underline{\Gamma}_{H/E}$	Transmissionskoeffizient in H- oder E-Ebene
$T_1, T_2$	Relaxationszeiten

$\underline{U}$	Elektrische Spannung
$VF$	Verkürzungsfaktor
$Z$	Impedanz
$\epsilon_r$	Materialspezifische Permittivität
$\epsilon', \epsilon''$	Real- und Imaginärteil der Permittivität
$\eta$	Wirkungsgrad
$\theta$	Raumwinkel
$\lambda$	Wellenlänge
$\pi$	Kreiszahl (3,14159...)
$\sigma$	Leitfähigkeit
$\tau$	Zeitkonstante
$\varphi$	Raumwinkel
$CT$	Computertomografie, Computertomograf
$DRH$	Doppelsteghorn(-antenne)
$DRH-90 / DRH-60$	Typenbezeichnungen von Doppelsteghornantennen
$EKG$	Elektrokardiogramm
$FR4$	Substratmaterial aus faserverstärktem Kunststoff
$GPS$	Global Positioning System
$HF$	Hochfrequenz
$LF-085$	Keramikmaterial
$LTCC$	Low Temperature Cofired Ceramics
$MR, MRT$	Magnetresonanz, Magnetresonanztomograf
$RAW$	Rohdatenformat
$RX$	Empfänger
$TX$	Sender
$UWB$	Ultrabreitband-Technologie (Ultra-Wideband)

# Einleitung 1

---

Ohne die moderne Hochfrequenztechnik ist das Leben in seiner heutigen Form nicht mehr vorstellbar. Die Menschen sind im Informationszeitalter mehr als je zuvor abhängig von Mobiltelefonen, mobilem Internet, drahtlosen Sensoren und Steuerungselementen. Die Digitaltechnik hat in diesem Kontext eine bereits derart dominante Stellung eingenommen, dass mancherorts schon vom Ende der klassischen Hochfrequenztechnik gesprochen wurde. Doch dieser Standpunkt wird der Realität in keinsten Weise gerecht. Die digitale Datenverarbeitung strebt in gewaltigen Schritten zu immer höheren Taktraten, Datenraten und Informationsvolumen. Dem Schaltungstechniker sollte bewusst sein, dass sich jedes digitale Signal in Wirklichkeit als nichts anderes als ein Spannungspuls definierter Amplitude darstellt, der von Transistoren erzeugt oder auch weiterverarbeitet wird. Auch ein digitales Signal ist in seiner messbaren Form, innerhalb eines Schaltkreises oder auf einer Leiterbahn, eine analoge Erscheinung, die lediglich auf diskrete Spannungswerte limitiert ist. Somit ist die schaltungstechnische Verarbeitung derartiger Signale mit stetig wachsender Geschwindigkeit quasi Hochfrequenztechnik par excellence. Für das analoge Wesen des Prozesses spielt es dabei keine Rolle, in wie wenig diskrete Zustände natürliche Erscheinungen gezwungen werden. Nichtsdestotrotz wird der Entwicklungsprozess von kontinuierlichen und somit klassischen analogen Signalen hin zu diskreten Zuständen nicht spurlos an der Hochfrequenztechnik vorübergehen. Statt das Ende dieses Technikgebietes zu prophezeien, sollte hingegen vielmehr von einer Evolution gesprochen werden, die zweifellos noch viele Generationen von Ingenieuren herausfordern wird. Die vorangehenden Ausführungen lassen sich hervorragend an der nachhaltig aufkommenden Ultrabreitbandtechnologie (UWB) veranschaulichen, die bis auf wenige Ausnahmen gänzlich auf digitalen Systemen begründet ist. Die in dieser Arbeit beschriebene und verwendete M-Sequenztechnik, ein hochpotenter Ansatz für hochauflösende Radarsysteme, basiert auf binären Signalen mit kürzester zeitlicher Abfolge. UWB-Systeme grenzen sich dabei wesentlich von etablierten Schmalbandsystemen ab. Konventionelle Dienste arbeiten traditionell mit geringen Bandbreiten, obgleich zuweilen mehrkanalige Übertragungswege zur Steigerung der Leistungsfähigkeit verwendet werden. Trotzdem werden selten Frequenzbänder über 5 % relativer Bandbreite von einem Funkdienst exklusiv genutzt. Eine Ausnahme bildet das digitale terrestrische Fernsehen, welches durch seine Kanalvielfalt sehr große Bereiche der Dezimeterwellen, gerade im Band IV/V (470 .. 862 MHz), abdeckt. UWB-Systeme hingegen nutzen, bedingt durch steilste Signalflanken, einen beträchtlichen Bereich des Frequenzspektrums. Je nach Definition werden mindestens 500 MHz absoluter Bandbreite, eher für tiefe Frequenzbereiche relevant, oder 20 % Bandbreite relativ zur Mittenfrequenz erreicht [1]. Nach einer gängigen Zitierung des amerikanischen Standards wird auch hierzulande gern ein Frequenzbereich zwischen

3,1 ... 10,6 GHz mit dem Begriff UWB assoziiert, der eine gewisse Herausforderung erkennen lässt. Im Vergleich zu etablierten Schmalbandsystemen werden im Bereich der UWB-Technik lediglich geringe spektrale Leistungsdichten von maximal - 41,3 dBm/MHz angewandt [2], wodurch eine ungestörte Koexistenz mit bestehenden Funkdiensten angestrebt wird. Infolgedessen ist das Spektrum auf Kurzstrecken Anwendungen limitiert und beinhaltet im Wesentlichen hochdatenratige Dienste etwa zwischen verschiedenen Multi-Mediageräten, diverse Kurzstreckensensoren für Steuerungs- und Sicherheitsanwendungen, Bodenradar, militärische Kommunikations- und nicht zuletzt biomedizinische Anwendungen. Insbesondere letztgenannter Punkt hat in den vergangenen 10 Jahren einen rasanten Zuwachs an Beachtung erfahren, wie im Folgekapitel näher beschrieben wird. Der Reiz einer hohen erzielbaren Auflösung bei gleichzeitig niedrigsten Leistungspegeln hat dazu geführt, momentan allgegenwärtig angewandte Diagnostiksysteme auf Basis ionisierender Strahlung kritisch zu hinterfragen. Gerade bei Vorsorgeuntersuchungen zur frühzeitigen Erkennung von Karzinomen werden die landläufig als karzinogen bekannten Röntgenstrahlen eingesetzt, obwohl zumindest partiell weitaus hochwertigere und vor allem unbedenkliche Diagnoseverfahren bekannt sind. Im Kern sei auf die in dieser Arbeit thematisierte Brustkrebsfrüherkennung verwiesen, bei der aus pragmatischen aber auch finanziellen Gründen an der klassischen Röntgenmammografie festgehalten wird. Ein weitaus sichereres Verfahren, sowohl aus Sicht der Nebenwirkungen als auch aus Sicht der Diagnosezuverlässigkeit, ist in Form von Kontrastmittelbasierter Magnetresonanztomografie bekannt [3]. Dieses Verfahren wird allerdings bisher nur in Kompetenzzentren der Universitätskliniken Jena und Bonn klinisch in größerem Umfang eingesetzt. Ein wesentlicher Nachteil dieser Anwendung ist die Erfordernis teurer und physisch dominanter Magnetresonanztomografen, die meist nur in Krankenhäusern oder radiologischen Gemeinschaftspraxen zu finden sind. Im Bereich der allgemeinen Gynäkologie, in deren Verantwortungsbereich gerade die Brustkrebsvorsorge fällt, sind derartige Ausrüstungen bisher nicht etabliert und stehen folglich als alternative Screeningvarianten nicht zur Verfügung. In der Folge wird die Thematik innovativer und kompakter Ansätze für Brustkrebscreening immer häufiger diskutiert, da Brustkrebs als häufigste Tumorerkrankung der westlichen Welt bekannt ist und schon aus diesem Grund einer hervorgehobenen Beachtung bedarf. Allein in den USA ist jeder dritte diagnostizierte Tumor ein Mammakarzinom, weltweit im Schnitt jeder zehnte [4].

Aus physiologischer Sicht offerieren Mammakarzinome eine gute Zugänglichkeit und bieten sich zur Entwicklung alternativer Diagnosetechniken an. All diese Aspekte wurden bei der Formulierung einer Zielstellung aufgegriffen, Ultraschallsensoren als kostengünstiges, medizinisch unbedenkliches und kompaktes Diagnostikverfahren zur Brustkrebsfrüherkennung großflächig einzuführen. Im Laufe dieser Arbeit wird klargestellt, dass für dieses ehrgeizige Ziel zahlreiche technische Probleme gelöst werden müssen und folglich eine detaillierte und zeitaufwändige Forschung unumgänglich ist. Neben offenen Aufgaben aus dem Bereich des Hardware- und Algorithmenentwurfes, welche in der vorliegenden Dissertation nur begleitend Beachtung finden, ist die Entwicklung spezialisierter Antennen für biomedizinische Anwendungen im Bereich der Brustkrebsfrüherkennung ein wesentlicher Kern dieser Arbeit.



Zusätzlich zu dieser Thematik sollen weitere Anwendungsfelder UWB-gestützter biomedizinischer Sensorik erschlossen werden. Neben der unabhängigen Anwendung verschiedener Diagnoseverfahren hat die Geschichte gelehrt, dass in vielen Szenarien ein überproportionaler Mehrwert zu erzielen ist, sobald jeweils spezifische Vorteile verschiedener Schlüsseltechnologien vereint werden. Aus dieser Motivation heraus entstand die Idee, statische Tomografiesysteme wie MR- oder CT-Scanner mit einer UWB-Navigatortechnologie zu erweitern, welche dynamische Vorgänge hochpräzise erfassen kann. Somit sollen sich auch lageveränderliche Objekte frei von Bewegungsunschärfen abbilden lassen und dadurch künftig neue diagnostische Möglichkeiten erschlossen werden. Auch hier liegt der Fokus der Arbeit auf der Entwicklung spezieller Antennen, die in diesem Fall eine Resistenz gegenüber Hochleistungsmagnetfeldern aufweisen müssen.

Neben der detaillierten Beschreibung realisierter Antennenkonzepte wird ein thematischer, technischer und physikalischer Zugang zu den zahlreichen Aspekten gegeben, welche die eigentlichen Entwicklungen von anwendungsspezifischen Ultrabreitbandantennen umrahmen. Dabei wird deutlich, dass Entwicklungen der Hochfrequenztechnik, hier insbesondere der Antennen, in keiner Weise ohne engste Kooperationen mit anderen Disziplinen des Ingenieurwesens, wie etwa dem Maschinenbau, denkbar wären. Zusätzlich werden in Form von Phasen- und Impulszentren zwei spezielle Antennenkenngrößen messtechnisch ermittelt und diskutiert, die bei der Entwicklung von Bildgebungsalgorithmen für Radaranwendungen von Bedeutung sind. Abschließend werden erste Ergebnisse des Gesamtsystems erläutert, die unter Verwendung der entwickelten Antennen entstanden sind.

Diese Arbeit wurde im Rahmen des DFG Forschungsschwerpunktes *UKoLoS* (Ultrabreitband-Funktechniken für Kommunikation, Lokalisierung und Sensorik) innerhalb des interdisziplinären Projektes *ultraMEDIS* (Ultra-Wideband Medical Sensor Systems) erstellt. Durch die Komplexität des Gesamtvorhabens besteht eine Aufteilung der Arbeitspakete auf verschiedene Projektpartner. Während, wie zuvor beschrieben, die Entwicklung problemspezifischer Antennen Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist, werden Radargeräte und Bildgebungsalgorithmen am Fachgebiet *Elektronische Messtechnik* der *TU Ilmenau* entwickelt. Medizinische Aspekte einer dielektrischen Bildgebung und die Herstellung von Phantomen fallen hingegen in den Bereich der Arbeitsgruppe *Experimentelle Radiologie* der *Universitätsklinik Jena*. Die Entwicklung von UWB-Navigatortechniken für MR-Anwendungen, insbesondere mit Fokus auf Signalanalysen und Systemkopplung, wird vordergründig von der Gruppe *MR-Messtechnik* der *Physikalisch-Technischen Bundesanstalt* bearbeitet.



# Radar 2 in der Biomedizin

## 2.1 Anwendungen und Einsatzgebiete

Mikrowellenbasierte Sensorik von biologischen Proben ist bereits seit vielen Jahren Gegenstand der Forschung [5]. Die Hauptmotivation besteht darin, die nicht ionisierenden und daher biokompatiblen elektromagnetischen Wellen [6] für eine medizinische Diagnostik nutzbar zu machen. Bedingt durch leistungsfähige Rechentechnik und die Entwicklung hochempfindlicher Sensorsysteme (vgl. Kapitel 2.2) hat die Zahl wissenschaftlicher Gruppen in diesem Arbeitsfeld stetig zugenommen. Das Nichtvorhandensein kommerzieller Anbieter einschlägiger Produkte spiegelt das nach wie vor bestehende Defizit an Grundlagenwissen in diesem Bereich wider, was den Bedarf an weiterführender Forschung hervorhebt.

Dieses Kapitel beinhaltet zunächst eine kompakte Zusammenfassung der Entwicklungen bekannter Arbeitsgruppen auf Systemebene, welche bei der Ausarbeitung eigener Forschungsziele wichtige Impulse lieferten. In der sich anschließenden Vorstellung des dieser Arbeit zugrundeliegenden Forschungsvorhabens *ultraMEDIS* werden systematische Unterschiede zu bereits bekannten Entwicklungen hervorgehoben. Als Alleinstellungsmerkmal dient nicht zuletzt die Erweiterung der Thematik jenseits einer dielektrischen Bildgebung zur Brustkrebsdiagnostik.

*P. Meaney - Thayer School of Engineering at Dartmouth, USA*

Die ersten konkreten Veröffentlichungen mit Blick auf eine Brustkrebsdetektion finden sich bereits 1995 durch P. Meaney [7]. In den vergangenen Jahren wurde aus diesen ersten Ideen ein funktionstüchtiger Prototyp entwickelt [8]. Dieser nutzt als Strukturmerkmal, in Bezug auf die Sensitivität für Mikrowellensignale, die unterschiedliche Permittivität und Leitfähigkeit der verschiedenen, in der Brust vorkommenden Gewebearten. Diese gewebetypischen Merkmale sorgen für Reflexion, Streuung und Beugung einfallender elektromagnetischer Wellen. Ein Gauss-Newton-Bildrekonstruktionsalgorithmus wird schließlich verwendet, um die an möglichst zahlreichen Beobachtungspunkten gewonnenen Empfangssignale zu verwerten [8]. Dabei handelt es sich um eine generell zweidimensionale Auswertung, die durch die Anwendung eines Schichtmodells dennoch eine räumliche Darstellung zulässt. Die Realisierung entspricht also generell einem tomografischen Ansatz. Zu diesem Zweck wird ein zirkular angeordnetes Array vom Durchmesser 15 cm, aus 16 Einzelstrahlern gefertigt, verwendet. Diese bestehen aus simplen Stabantennen, die direkt aus Semi-Rigid-Koaxialleitungen hergestellt werden. Hierbei wird lediglich der Außenleiter auf einer Länge von 33 mm entfernt, wovon das Teflondielektrikum

zum Schutz des Innenleiters unberührt bleibt. Auf das Einrichten einer Masseebene wird verzichtet. Die erforderliche Bandbreite der generell als schmalbandig geltenden Monopole wird durch eine Reduktion der Güte erreicht, indem die Antennen in stark verlustbehafteten Flüssigkeiten eingesetzt werden, die zugleich als dielektrische Koppelmedien zur Zielumgebung dienen (vgl. Kapitel 3.1). Resultierende Reflexionskoeffizienten für die Verwendung von destilliertem Wasser und einer 0,9 %igen Salzlösung sind in Abbildung 2.01 reproduziert [8], wobei insbesondere die in der Salzlösung auftretenden Verluste zu einer tolerablen Leistungsanpassung führen. Folglich wird für einen zufriedenstellenden Betrieb der Antennen eine Mindestleitfähigkeit der Koppel Flüssigkeiten um  $\sigma = 1 \text{ S/m}$  vorausgesetzt, was zu einer starken resistiven Belastung der Elemente führt. Zur Gewährleistung dreidimensionaler Messungen ermöglicht eine Positioniervorrichtung eine Höhenverstellung des Arrays, um Schnittmessungen in unterschiedlichen Ebenen zu realisieren. Entsprechend Abbildung 2.02 wird die beschriebene Apparatur in ein Bassin integriert, welches wie beschrieben mit einem dem Körper ähnlichen Dielektrikum gefüllt werden muss. Für das zeitgleiche Erreichen einer dielektrischen Anpassung der Messumgebung zur Zielumgebung und einer ausreichenden resistiven Belastung der Antenne wird eine Glycerin-Wasser-Lösung mit einer Konzentrationsverteilung von 87 : 13 verwendet. Bei einer Frequenz von 1 GHz ergibt sich der Realteil der Permittivität zu  $\epsilon' = 17$  und die Leitfähigkeit zu  $\sigma = 0,75 \text{ S/m}$  [8]. Für Messungen wird das Zielobjekt, in Form eines Phantoms oder der Brust einer Probandin, schließlich in der Mitte des Antennenarrays unter gleichzeitigem Eintauchen in das Koppelmedium platziert.

Als Sensorsignal wird ein Frequenzsweep innerhalb einer Bandbreite von 500 MHz .. 3 GHz benutzt, welcher durch einen kommerziellen Signalgenerator erzeugt wird. Als Empfänger dient ein spezieller Einfachsuperhet mit einer Zwischenfrequenz von 1 MHz. Durch dessen niedrige Frequenzlage kann eine sehr genaue Phasen- und Amplitudendetektion ermöglicht werden [8]. Die Grenzempfindlichkeit des Empfängers erreicht so etwa - 120 dBm. Über ein Umschaltfeld kann schließlich jede einzelne Antenne zum Senden verwendet werden, während durch das Bereitstellen von jeweils einem Empfänger pro Antenne ein simultaner Empfang der verbliebenen Elemente realisiert wird. Durch diese Maßnahme wird die Messzeit erheblich verkürzt.

Bisherige Messungen bestätigen die generelle Funktionstüchtigkeit, wie aus den in Abbildung 2.03 dargestellten Ergebnissen einer Probandenmessung zu entnehmen ist [8]. Dennoch bestehen mehrere Auffälligkeiten. Generell positiv zu beurteilen ist die Eigenschaft des Systems, Absolutwerte für die Permittivität und die Leitfähigkeit des untersuchten Objektes ermitteln zu können, was jedoch für eine diagnostische Bewertung der Darstellungen unnötig wäre. Im Umkehrschluss fällt eine relativ geringe Auflösung ins Auge, die für eine klare Identifizierung kleinerer physiologischer Merkmale als ungenügend erscheint. So gestaltet sich die Erkennung eines in der linken Brust vorhandenen Tumors, auf etwa drei Uhr innerhalb der äußersten linken Darstellungen von Abbildung 2.03, als schwierig.

Dennoch beeindruckt diese Ergebnisse und lassen, insbesondere im Hinblick auf die Anzahl und Qualität der Antennen, für die Zukunft deutliche Steigerungen erwarten.

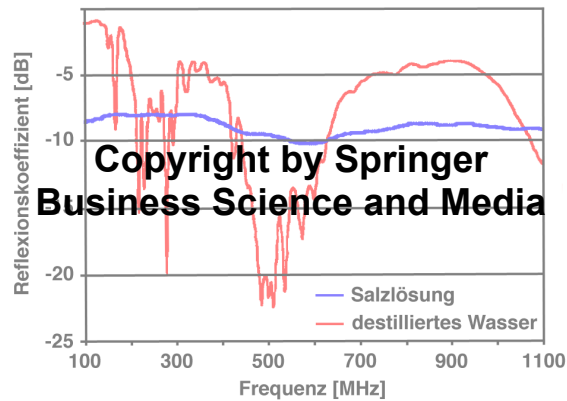


Abb. 2.01: Reflexionskoeffizienten einer elektrisch kleinen und 33 mm langen Stabantenne in 0,9 %iger Salzlösung und in destilliertem Wasser [8]. Mit freundlicher Genehmigung der *Springer Business Science and Media*.



Abb. 2.02: Vorklinische Sensoranordnung bestehend aus 16 Stabantennen für eine dielektrische Bildgebung der Brust. Der Bildausschnitt (rechte obere Ecke) zeigt eine Brust innerhalb der Sensoranordnung [8]. Mit freundlicher Genehmigung der *Springer Business Science and Media*.

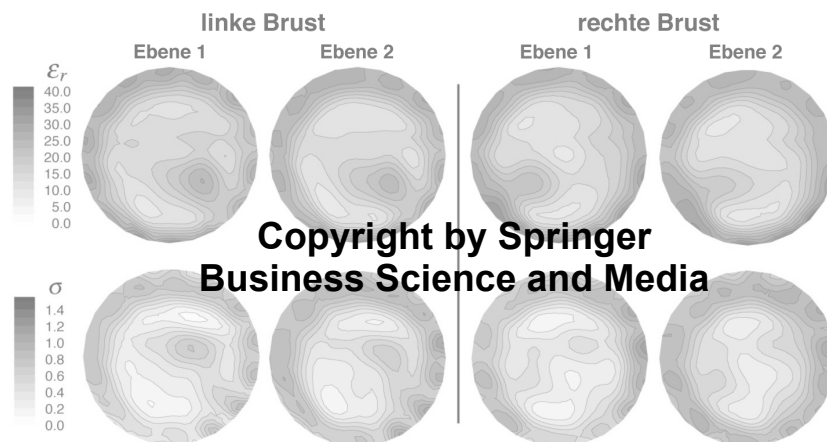


Abb. 2.03: Ergebnisse einer dielektrischen Bildgebung am Probanden, basierend auf einer Messanordnung ähnlich zu Abb. 2.02, für die linke und rechte Brust, jeweils ausgewertet nach Permittivität und Leitfähigkeit [8]. Mit freundlicher Genehmigung der *Springer Business Science and Media*.

S. Hagness - University of Wisconsin-Madison, USA

Eine weitere Arbeitsgruppe ist ebenfalls seit über 10 Jahren mit dieser Thematik befasst und wird von S. Hagness geführt [9]. Auch hier soll der dielektrische Kontrast unterschiedlicher Gewebearten als Separationskriterium verwendet werden. Im Gegensatz zu dem vorangehend beschriebenen Szenario stützt man sich in diesem Fall auf eine Zeitbereichsbetrachtung, bei der Pulssignale mit einer spektralen Bandbreite von 1 ... 11 GHz verwendet werden. Für die Bildrekonstruktion wird eine 3D-Raum-Zeit-Keulenformung benutzt (microwave imaging via space-time - MIST) [10]. Auch bei dem Messszenario folgt man einem anderen Weg. Statt eines tomografischen Ansatzes wird ein monostatisches Modell einer radarbasierten Bildgebung genutzt. Folglich können nur vom Ziel reflektierte Signale detektiert werden. Effekte, wie Beugung und Streuung, bleiben als Information unberücksichtigt. In dem einzigen publizierten Laborversuch erstellte man für Testmessungen ein Antennenarray aus 49 Elementen, die quadratisch in einer Ebene angeordnet wurden. Als Antennen kamen kompakte Doppelsteghornantennen mit einer Aperturfläche von 25 mm x 20 mm zum Einsatz [10], die für einen verbesserten Reflexionskoeffizienten über eine resistive Zwangsanpassung verfügen. Für den eigentlichen Messaufbau wurde ein Bassin der Größe 36 cm x 36 cm x 26 cm mit Sojaöl gefüllt, welches als Phantommaterial die Zielumgebung simulierte. Eine 1,5 mm starke FR4-Schicht repräsentierte die Haut. Wie bereits in [8] wurde zur Verbesserung der Signaldynamik eine dielektrische Anpassung der Messumgebung betrieben (vgl. Kapitel 3.1), indem die Antennen in Analogie zur Zielumgebung in Sojaöl, etwa 1 cm über dem Hautäquivalent, positioniert waren. Mit einer Permittivität von  $\epsilon' \approx 2,6$  bei der Bandmittenfrequenz von 6 GHz ergibt sich ein Verkürzungsfaktor von 1,6 (vgl. Kapitel 3.1), womit die verwendeten Antennen unter diesen Umständen gemäß einer in Kapitel 4.1 vorgeschlagenen Definition nicht mehr als elektrisch klein gelten würden.

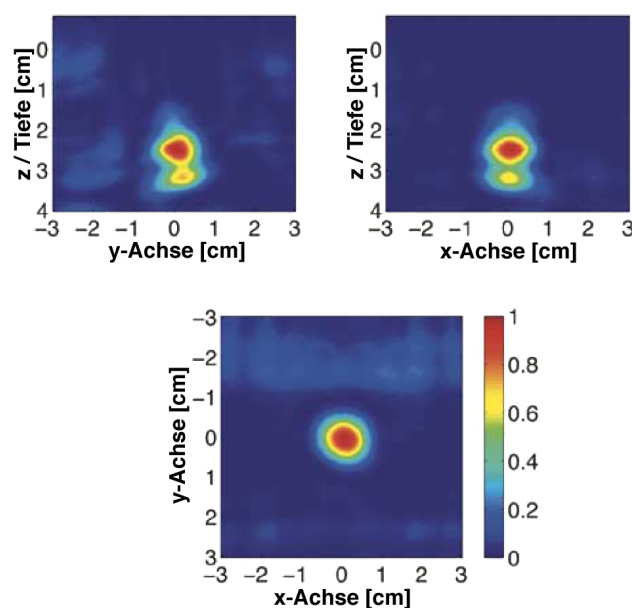


Abb. 2.04:

Ergebnisse einer dielektrischen Bildgebung eines dielektrischen Zylinders (4 mm x 4 mm) auf Basis einer planaren synthetischen Apertur. Darstellungen aus [10].

Dennoch hat die Untersuchung eigens reproduzierter Antennen auch unter dielektrischen Bedingungen Defizite in der Anpassung und Strahlungseffizienz ergeben [11]. Ungeachtet dessen konnten zylindrische Tumorphantome mit einem dielektrischen Kontrast zur Zielumgebung von  $5 : 1 \dots 1,5 : 1$  bei einer Größe von  $4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$  detektiert werden [10]. Die Tumoräquivalente wurden dazu in  $2 \text{ cm}$  Tiefe zentrisch unter dem Antennenarray angeordnet. Abbildung 2.04 zeigt die sich an die Messung anschließende horizontale und vertikale Rekonstruktion eines Tumorphantoms mit einem dielektrischen Kontrast von  $1,5 : 1$ . Im Gegensatz zum runden Querschnitt des Ziels, siehe untere Teilabbildung, der sehr gut rekonstruiert werden konnte, ist die Darstellung des rechteckförmigen Querschnitts der Tumorlängsachse, siehe obere Teilabbildungen, unvollständig. Die entsprechende Ursache findet sich in der planaren Struktur des Antennenarrays, welches prinzipbedingt lediglich eine ausgewogene Rekonstruktion der zu ihr parallel liegenden Oberflächen ermöglicht. Wenngleich mit einer eindimensionalen Beleuchtung nicht unmöglich, zeigen sich in der Folge dreidimensionale Sensoranordnungen für die räumliche Auflösung eines Ziels [8] als überlegen. Weiterführende Arbeiten dieser Gruppe konzentrieren sich auf eine numerische Problembehandlung, wobei unter anderem dielektrisch hochaufgelöste, auf Magnetresonanztomografie basierende Brustmodelle entwickelt wurden [12]. Ebenso wurden für elektromagnetische Sensoren geeignete kontraststeigernde Methoden auf Basis von Thermoemissionstomografie und Ultraschallkontrastmitteln untersucht [13]. Die Konstruktion eines realen und praxistauglichen Funktionsmodells ist hingegen bisher nicht dokumentiert.

#### *I. Craddock - University of Bristol, UK*

Dem gegenüber stehen die Entwicklungen klinisch tauglicher Geräte einer britischen Arbeitsgruppe um I. Craddock [14]. Wie im vorangehenden Ansatz wird eine radarbasierte Bildgebung verwendet, welche jedoch auf multistatische Messungen eines räumlich arrangierten Antennensystems erweitert ist. Die verwendete Bandbreite liegt in einem Bereich zwischen  $2 \dots 10 \text{ GHz}$ , wobei die eigentlichen Messungen mit einem Netzwerkanalysator im Frequenzbereich realisiert werden. Für die Signalauswertung erfolgt jedoch eine Transformation in den Zeitbereich, bei der entweder ein Standard Delay-and-Sum (DAS) - Algorithmus oder der datenadaptive Algorithmus MAMI verwendet wird [14]. Als Antennen kommen sowohl *Stacked-Patch*-Elemente [14] als auch *Wide-Slot*-Antennen [15] zum Einsatz. Letztere gehören zu den leistungsfähigsten neu vorgestellten Antennenrealisierungen und sind in einer hemisphärischen Anordnung zu 31 Elementen gruppiert. Die Anpassung und eine Darstellung des kompletten Antennenarrays sind in Abbildung 2.05 zusammengefasst. Bei einer geschätzten Antennengröße von  $12 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$  erreicht die Antenne eine Anpassung unter  $-10 \text{ dB}$  über eine Bandbreite von  $4 \dots 10 \text{ GHz}$ . Die Strahler sind dabei für den Betrieb in einem Dielektrikum mit einer mittleren Permittivität von  $\epsilon' \approx 9$ , entsprechend einem Verkürzungsfaktor (vgl. Kapitel 3.1) von  $VF \approx 3$ , konzipiert. Detaillierte Informationen zum Strahlungsverhalten stehen nicht zur Verfügung. Die alternative Variante in Form von *Stacked-Patch*-Antennen mit leicht reduzierter Bandbreite ist ebenso in Halbkugelform zu einem Array geformt, muss aber mit nur 16 Elementen auskommen. Dennoch basieren aktuelle Probandenmessungen auf diesem Typ, der, wie

auch die aktuelle Antennenversion, für den Einsatz in einem identischen Dielektrikum vorgesehen ist. Für Probandenmessungen, wie im linken Teil von Abbildung 2.06 gezeigt, ist das im rechten Teil von Abbildung 2.06 dargestellte Antennenarray in eine Patientenliege integriert. Für die Minimierung von dielektrischen Reflexionsstellen zwischen der Brust einer Probandin und dem Antennenarray ist als Koppelmedium ein Dielektrikum mit einer Permittivität von  $\epsilon' \approx 9,5$  (bei 6 GHz) im Einsatz [14]. Das Messsignal beziehungsweise der Empfangskanal wird schließlich über eine Koaxialschaltmatrix jeder Antenne zugeführt. Monostatische Messungen werden ebenso vernachlässigt wie inverse Messungen der jeweiligen Kanäle. Somit ergeben sich 120 Messungen, die innerhalb von drei Minuten aufgezeichnet werden. Wie bei allen multistatischen Messungen treten Artefakte in Form von Übersprechen oder unerwünschten Signalreflexionen auf. Diese sollen durch eine Zweitmessung aus dem Nutzsignal extrahiert werden, bei der das Antennenarray relativ zur Brustbasis um  $10^\circ$  gedreht wird [14]. Durch die gegenseitige Entfaltung der Messungen werden die Artefakte minimiert und somit der Kontrast des Nutzsignals gesteigert. Dieses Vorgehen gelingt allerdings nur, sofern der Abstand zwischen den Antennen und der Haut unverändert bleibt und die den Tumor umgebenden Gewebeeigenschaften im Rahmen der Neuausrichtung des Arrays als konstant angenommen werden können. In [14] vorgestellte Messungen mit einem Brustphantom haben die generelle Eignung des Systems bewiesen, Tumore mit einem Durchmesser von 4 mm und einem dielektrischen Kontrast von 5 : 1 zum umgebenden Gewebe zu detektieren. Darauffolgende klinische Vorstudien unterstreichen die Eignung des Systems, zumindest Tumorerkrankungen im bereits weit fortgeschrittenen Stadium detektieren zu können. Ein Beleg dieser These ist in Abbildung 2.07 zu finden, in welcher ein und derselbe Tumor als Mammografie (obere Darstellung) und als Radargramm (untere Darstellung) zu erkennen ist [14]. Wenngleich der derzeitige Entwicklungsstand für eine breite diagnostische Anwendung noch eine zu geringe Sensitivität aufweist, lassen aktuelle Entwicklungen im Bereich neuer Antennenarrays zeitnahe Verbesserungen der Systemleistung erwarten.

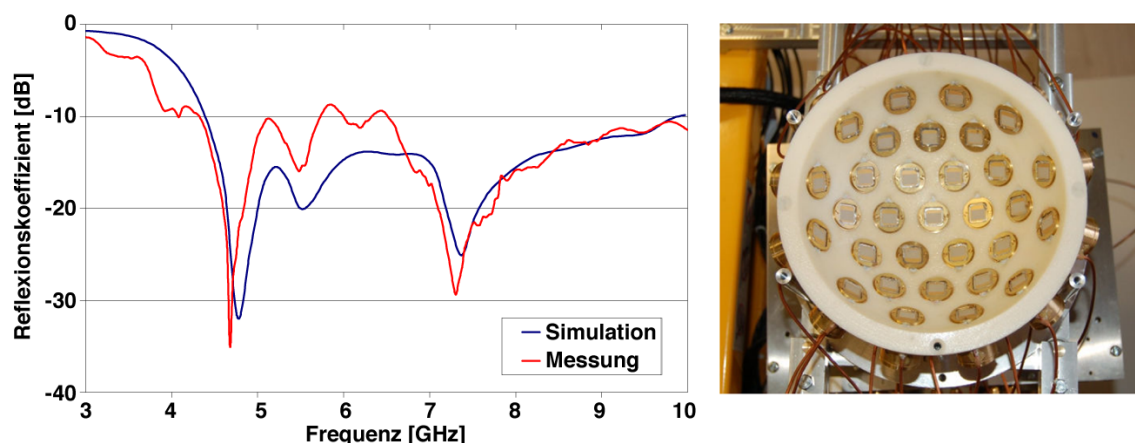


Abb. 2.05: Reflexionskoeffizienten aus Simulation und Messung einer *Wide-Slot*-UWB-Antenne der Dimension 12 mm x 12 mm (linke Abbildung) und resultierendes 31 elementiges Antennenarray für klinische Anwendungen einer dielektrischen Bildgebung (rechte Abbildung). Abbildungen aus [15].



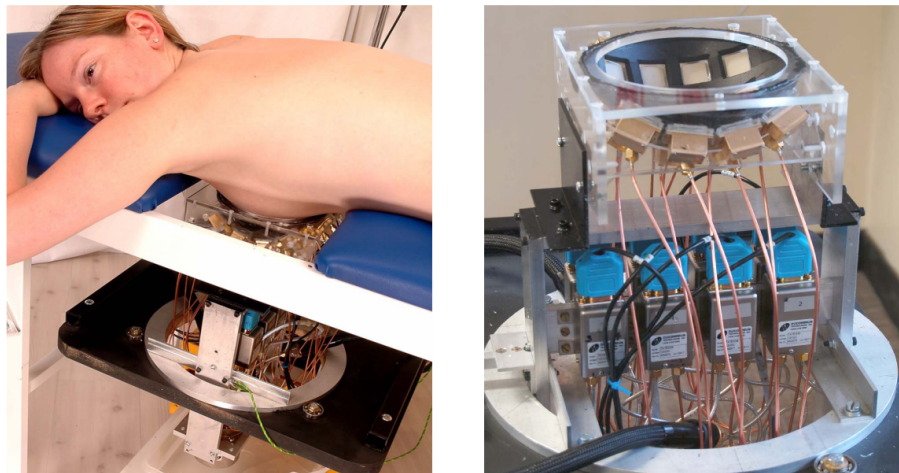


Abb. 2.06: Klinische Sensoranordnung für dielektrische Bildgebung. Die linke Abbildung zeigt eine zweckmäßige Anwendung am Probanden, die rechte Abbildung zeigt den zugehörigen Antennen-aufbau mit 16 *Stacked-Patch*-UWB-Antennen. Abbildungen aus [14].

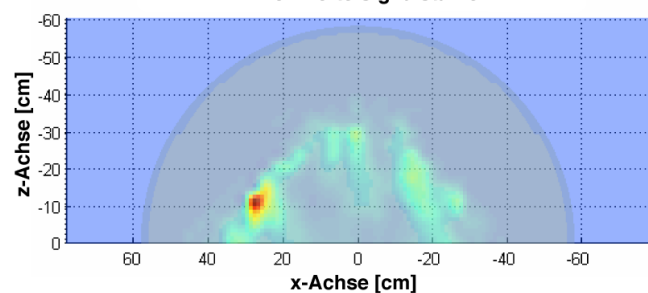
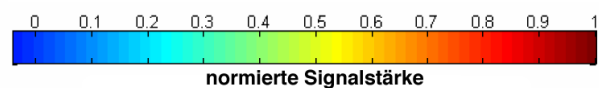


Abb. 2.07:  
Röntgenaufnahme eines weit fortge-  
schrittenen Mammakarzinoms (obere  
Abbildung) und vergleichende Aufnah-  
me durch Anwendung dielektrischer  
Bildgebung (untere Abbildung, vgl. Abb.  
2.06). Abbildungen aus [14].

*E. Fear - University of Calgary, Kanada*

Durch die Aufspaltung einer Forschungskooperation ist um E. Fear eine weitere nordamerikanische Arbeitsgruppe entstanden, die bereits über viele Jahre mit der Thematik einer dielektrischen Bildgebung zur Brustkrebsdetektion vertraut ist [16]. Dennoch beschränken sich die Arbeitsgebiete fast gänzlich auf numerische Analysen von Hautreflexionen, Signalabschätzungen und Oberflächenrekonstruktionen [17-20]. Die Entwicklung von Brustphantomen [21] und Antennen [22] bilden die Ausnahme. Die Phantome bestehen dabei aus einer Öl-Gelatine-Verbindung, wobei sich durch variable Konzentrationen unterschiedliche dielektrische Eigenschaften ableiten lassen. In der Folge entstanden realistische Phantome mit vier implementierten Gewebearten [21]:

Tabelle 2.01

	Haut	Drüsengewebe	Fett	Tumor
$\epsilon'$ (4 GHz)	39	33	7,4	45

Permittivitäten für Komponenten eines Brustphantoms [21].

Durch einen Vergleich mit vorangehenden Beschreibungen wird die Veranschlagung höherer Permittivitäten deutlich, obgleich der Anteil an Drüsengewebssimulant im Phantom nicht dominant erscheint. Somit ist von mittleren effektiven Permittivitäten mit  $\epsilon' = 15 \dots 20$  auszugehen. Infolgedessen erscheint die Verwendung einer niedrigen Permittivität von  $\epsilon' \approx 2,5$  für die Messumgebung bei konzeptionellen Messungen als fragwürdig, da diese nur eine mangelhafte dielektrische Anpassung zur Zielumgebung ermöglicht. Im Umkehrschluss wird eine *Tapered-Slot*-Antenne vorgestellt [22], die durch die Verwendung einer dielektrischen Linse mit  $\epsilon' \approx 6$  eine nicht näher spezifizierte Erhöhung der Direktivität aufweisen soll und somit auf eine künftig hochdielektrischere Auslegung der Messumgebung beziehungsweise eines Koppelmediums anspielt. Ein Reflexionskoeffizient von weniger als -10 dB erreicht die Antenne von 2 ... 12 GHz. Bisher sind bis auf wenige konzeptionelle Messungen [23] keine klinischen Prototypen oder erweiterte Messreihen bekannt.

*L. Jofre - University Politècnica de Catalunya, Spanien*

Des Weiteren hat sich eine noch sehr junge Arbeitsgruppe um L. Jofre gebildet, die ähnlich zu Meaney einen tomografischen Ansatz verfolgt. Das System basiert auf einer Signalverarbeitung im Frequenzbereich und liegt spektral in einem Band von 3,1 ... 10,6 GHz. Zur Bildrekonstruktion wird eine Born-Approximation angewandt, auf Basis derer geeignete Algorithmen zur Abbildung runder Geometrien entwickelt werden [24]. Zunächst wird das Problem auf zwei Dimensionen begrenzt und das Testobjekt in einer Schnittebene abgetastet, wobei aus der Überlagerung variierender Schnittebenen im Anschluss dreidimensionale Objekte rekonstruiert werden sollen. Die Bildrekonstruktion an sich erfolgt in einem frequenzselektiven Verfahren. Dabei errechnet ein Algorithmus für jeden beliebigen Frequenzwert innerhalb der Messbandbreite eine spezifische Darstellung, welche in einem weiteren Schritt zu einer Gesamtabbildung überlagert werden.

Erste grundlegende Messungen wurden axialsymmetrisch an verschiedenen Hohl- und Vollzylindern durchgeführt, die von je einer Sende- und Empfangsantenne auf einer konstanten Umlaufbahn umfahren wurden [24]. Jede Antenne nahm dabei 128 Positionen ein, womit man eine auffällig dicht abgetastete synthetische Apertur erzeugte. Die Ergebnisdarstellungen zeigen erwartungsgemäß kreisrunde Querschnitte variabler Größe und auch das Hohlprofil konnte abgebildet werden. Allerdings ist eine Rekonstruktion der Objektgröße kaum möglich. Ergebnisse für eine realitätsnähere azentrische Anordnung wurden bislang nicht veröffentlicht.

### *DFG-Projekt ultraMEDIS*

Das Projekt, innerhalb dessen die vorliegende Arbeit entstand, strebt die Vereinigung mehrerer erfolgversprechender Merkmale bisher bekannter Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der mikrowellenbasierten Brustkrebsdetektion an. Das Arbeitsziel ist ein multistatisches Tomografiesystem, mit dem das Gewebe der weiblichen Brust durch ein auf Distanz gehaltenes oder in direktem Hautkontakt befindliches Antennenarray mit Mikrowellensignalen untersucht wird. Als Gemeinsamkeit aller beschriebenen Verfahren basiert auch in diesem Fall die Bildgebung auf dem dielektrischen Kontrast unterschiedlicher Gewebearten [25]. Wesentliche neue Ansätze bestehen dabei in der technischen Umsetzung, indem etwa ein bistatisches M-Sequenz-Basisbandradarsystem mit einer durchgängig zeitbereichsbasierten Signalaufbereitung verwendet wird. Ein extrem niedriger Jitter erlaubt die zuverlässige Detektion auch kleinster Signaländerungen (vgl. Kapitel 2.2) [26]. Eine detaillierte Funktionsbeschreibung ist im nachfolgenden Kapitel zu finden. Die beschriebene Technologie ermöglicht Signalbandbreiten im Bereich von 0,01 ... 12 GHz, die in der Praxis durch die Antennen auf einen Bereich von 1,5 ... 10 GHz begrenzt werden. Im Gegensatz zu anderen Arbeitsgruppen werden existierende Bandnutzungspläne für Funkanwendungen gezielt zugunsten der Systemeigenschaften übergangen, indem auf die Regularien einer räumlich abgeschlossenen Nutzung eines Kleinleistungssystems verwiesen wird. Eine weitere abgrenzende Zielsetzung besteht in einem hohen Wirkungsgrad aller verwendeter Komponenten, um eine maximale Systemdynamik zu gewährleisten. Dies schließt die Antennen mit ein, bei denen auf eine hinreichende elektrische Größe (siehe Kapitel 4.1 und 4.2) ebenso Wert gelegt wird wie auf den Verzicht von verlustbehafteten Zwangsanpassungen. Zusätzlich werden alle Elemente vorhandener und geplanter Antennenarrays mittelfristig mit unabhängigen und integrierten M-Sequenz-Transceiverbausteinen versehen, wodurch ein ausgesandtes Sensorsignal simultan an beliebig vielen Positionen empfangen und ausgewertet werden kann. Im Zuge der Fokussierung dieser Arbeit auf Antennenaspekte ist in Kapitel 2.4 ein ausführliches Anforderungsprofil für die Antennenentwicklung aufgeführt. Ein weiterer Gesichtspunkt betrifft die dielektrische Anpassung der Antennenapertur zur Zielumgebung, um Signalreflektionen an dielektrischen Grenzflächen, wie in Kapitel 3.1 beschrieben, zu vermeiden. Im Gegensatz zu bekannten Realisierungen wird der Fokus auf hochdielektrische Koppelmedien gelegt, um den elektrischen Eigenschaften der Haut und jüngeren Probanden mit deutlich gesteigertem Anteil von flüssigkeitsreichem Drüsengewebe Rechnung zu tragen. Ein nennenswerter Nebeneffekt ist die infolgedessen gesteigerte dielektrische Skalierung der Wellenlän-

ge, was für die Entwicklung effizienter und kompakter Antennen einen essentiellen Punkt markiert (vgl. Kapitel 5.3). Durch die hervorgehobenen Merkmale hat der im Projekt *ultra-MEDIS* verfolgte Ansatz zur dielektrischen Bildgebung das Potential, ein konsequent optimiertes System hervorzubringen und folglich gegenwärtig bestehende Leistungsgrenzen zu überwinden. Letzte Ergebnisse, welche unter Einsatz der in Kapitel 5 beschriebenen Antennen generiert wurden, sind in Kapitel 8.1 beschrieben.

Doch ein medizinischer Einsatz von UWB-Radar lässt sich auch jenseits der allgemein im Fokus stehenden dielektrischen Bildgebung motivieren. So ist die Magnetresonanztomografie (MRT) eines der sensitivsten diagnostischen Verfahren, um Weichgewebe abzubilden. Mehr als 10 Millionen Untersuchungen, mit steigender Tendenz, werden zu diesem Zweck weltweit jedes Jahr durchgeführt. Angesichts dieser rasanten Entwicklung gibt es kontinuierliche Verbesserungen an dieser Technologie. Durch ihr zeitdiskretes Abbildungsprinzip (vgl. Kapitel 3.3) sind MR-Scanner nicht ohne weiteres in der Lage, fokussierte Darstellungen von bewegten Objekten, wie dem Herz oder dem Thorax eines atmenden Patienten, zu erzeugen. Dadurch wird die Anwendung von EKG-Triggerung, Atem halten oder anderen Navigationsmethoden nötig. Diese Vorgehen verursachen in aller Regel einen Diskomfort oder gar medizinische Komplikationen beim Patienten oder sind mit aufkommenden MR-Scannergenerationen, wie im Falle der EKG-Triggerung [27], nicht kompatibel. Ein neuer Ansatz, diese Problematik zu umgehen, ist der Einsatz eines bistatischen Kleinleistungs-UWB-Radars auf Basis von M-Sequenzen als kontaktlose Navigatortechnologie für MR-Tomografie [28]. Die spezifischen Vorteile von UWB-Sensoren in Form von hoher zeitlicher und räumlicher Auflösung (bestimmt durch die Betriebsbandbreite und niedrigen Jitter), das Eindringvermögen in Objekte, kleine integrale Leistungen und die Kompatibilität mit bestehenden Schmalbandsystemen wie MRT bedingen dabei die besondere Eignung unseres Ansatzes in diesem Anwendungsfeld [28]. Zudem konnte keine negative Beeinflussung der Qualität von MR-Scans durch die Anwesenheit eines M-Sequenzradars nachgewiesen werden. Nachdem das Potential einer kombinierten Diagnostik mit MRT und UWB durch Grundlagenversuche demonstriert werden konnte, lag die Herausforderung in der Entwicklung hochfeldkompatibler Antennen (vgl. Kapitel 6), welche den physikalischen Anforderungen im Inneren eines MR-Scanners gerecht werden müssen (vgl. Kapitel 3.3). In Kapitel 8.2 sind bisher erzielte Ergebnisse einer derart kombinierten Anwendung beider Technologien zusammengefasst.

## 2.2 UWB-Radartechnik

In der UWB-Radartechnik sind seit Jahrzehnten zwei grundlegende Verfahren etabliert, die als Sinus- und Impulsverfahren bekannt sind. Ein neuerer Ansatz beschreibt eine Kombination beider Techniken, welche die spezifischen Vorteile beider Verfahren vereint und als Maximalfolgen- oder M-Sequenztechnik bezeichnet wird. Diese Technologie findet bei den im Projekt *ultraMEDIS* genutzten Radarsystemen Anwendung. Im Folgenden werden die Systeme unter technologischen Gesichtspunkten kompakt beschrieben und verglichen.

### *Sinustechnik*

Bei der Sinustechnik [29] wird ein Objekt untersucht, indem es mit kontinuierlich oder stufenweise frequenzveränderlichen Signalen innerhalb eines gewählten Frequenzbandes beaufschlagt wird. Meist werden zum Empfang Heterodynempfänger verwendet, bei denen eine niedrig gelegene Zwischenfrequenz eine sehr genaue Detektion der Amplituden- und Phasenlage ermöglicht. Als Ergebnis erhält man die frequenzselektive und komplexwertige Übertragungsfunktion eines Sensorszenarios. Durch eine geeignete Vorselektion und die Wahl hinreichend schmaler Zwischenfrequenzfilter kann der Einfluss von Rauschen und Intermodulationsprodukten auf ein Mindestmaß reduziert werden, was eine hohe Grenzempfindlichkeit begünstigt. Frequenz- und amplitudenstabile Mitlaufgeneratoren erzeugen die benötigten Sensorsignale. Typischerweise kommen vektorielle Netzwerkanalysatoren als Sende-Empfangseinheit zur Anwendung. Diese Geräte zeichnen sich durch einen komplexen Aufbau aus, der eine monolithische Integration und somit eine kosteneffiziente Herstellung eines medizinischen Diagnosesystems de facto ausschließt. Eine schaltungstechnisch vereinfachte Lösung ist in Form des frequenzmodulierten Dauerstrichradars (FMCW) verfügbar, bei dem jedoch keine Phaseninformation der Transmission gewonnen werden kann und somit für viele Anwendungen ein wesentlicher Parameter verborgen bleibt. Die Stabilisierung der Frequenzsynthese gestaltet sich bei dieser Anwendung als schwierig.

Obwohl die Sinustechnik, eine hinreichend hohe Bandbreite vorausgesetzt, zu den UWB-Systemen zählen kann, besitzt sie neben der hohen Systemkomplexität einen entscheidenden Nachteil. Je präziser und breitbandiger eine Messung durchgeführt wird, desto höher ist die zu veranschlagende Messzeit, die maßgeblich von den Einschwingzeiten involvierter Sende- und Empfangsfilter bestimmt wird [29]. Insbesondere bei dem Betrieb eines mehrkanaligen Sensorsystems entstehen infolgedessen Probleme, da nicht selten zeitlich veränderliche Ziele zu untersuchen sind, deren zeitliche Variabilität die erforderliche Messzeit um ein Vielfaches übersteigen kann. Somit ist der Einsatz auf temporär statische Vorgänge limitiert.

### *Impulstechnik*

Die gegenwärtig am häufigsten anzutreffenden UWB-Sensoren arbeiten auf Basis der Impulstechnik [29]. Dieser liegt ein hochenergetisches und zeitlich kurzes Testsignal

zu Grunde, dessen Halbwertsdauer näherungsweise den Kehrwert der Bandbreite repräsentiert. Die Signalauswertung erfolgt meist durch Oszillografie, wobei häufig eine Unterabtastung, seltener eine Echtzeitmessung angewendet wird, um Signallaufzeiten beziehungsweise daraus abgeleitete Informationen auszuwerten. Während bei letzterer Variante lediglich ein Sendepuls für eine komplette Messung ausreichend ist, wird bei der Unterabtastung eine periodische Pulsfolge benötigt. Obwohl dadurch die Messzeit erhöht wird, kann dieser Umstand in den meisten Fällen toleriert werden. Die Ausbreitungs- und Signalfolgegeschwindigkeit selbst mehrerer zur vollständigen Rekonstruktion benötigter Pulse übertrifft die Zieldynamik auch im Überschallbereich. Dabei leiden Impulssysteme im Gegensatz zur Sinustechik kaum unter zu berücksichtigenden Einschwingzeiten. Engpässe bestehen eher in der Handhabung hoher Signalspannungen und in der Realisierung präziser Abtastzeiten. Um ein gewünschtes Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) zu realisieren, muss eine hohe Signalenergie in einem kurzen Zeitsignal konzentriert werden. Je höher eine Bandbreite gewählt wird, desto größer werden die Probleme durch immer kürzere Zeitsignale. Die Abtastung wird meist durch eine Schwellwerttriggerung in Form eines Rechteck- oder Sägezahnsignals realisiert, die den Abtastzeitpunkt durch periodisches Erreichen eines Referenzwertes definiert. Jedwede Ungenauigkeit dieser Referenzfunktion wie Rauschen, Drift oder Nichtlinearität führt bei der eigentlichen Signalabtastung zu Jitter, Zeitdrift und ungleichmäßigen Abtastzeiten [29]. Eine teils deutlich verminderte Sensitivität ist die Folge. Zur Vermeidung dieser Problematik ist eine anspruchsvolle Technologie nötig, wodurch eine hohe Komplexität und hohe Systemkosten entstehen.

### M-Sequenztechnik

Die M-Sequenztechnik [29-32] ist eng mit der Impulstechnik verwandt, vereint jedoch deren Vorteile eines einfachen Messprinzips und einer hohen Messgeschwindigkeit mit denen der Sinustechik im Sinne einer hohen Stabilität und niedrigen Signalamplituden [29]. Das System verwendet periodisch-deterministische Signale in Form von Binärcodes, die im Gegensatz zur Impulstechnik die spektrale Leistung über einen ausgedehnten Zeitraum verteilen und folglich Spannungsspitzen vermeiden. Im Gegensatz zu anderen Verfahren, wie dem Gold- oder Kasami-Code, haben entsprechende binäre Maximalfolgen (*Maximum Length Binary Sequence - MLBS*) den Vorteil der kürzeren Autokorrelationsfunktion und des gleichförmigeren Spektrums bei einer zeitgleich hohen Bandbreite [31]. Diese Signale werden meist M-Sequenzen genannt und lassen sich vergleichsweise einfach durch eine Reihe rückgekoppelter Schieberegister erzeugen [31]. Die Realisierung basiert auf  $n$  Hochgeschwindigkeitsflipflops, die durch eine hochstabile Taktfrequenz  $f_c$  gesteuert werden. Je nach Schaltung können somit  $N = 2^n - 1$  zufällig verteilte Zustände konstanter Amplitude einer sich periodisch wiederholenden Sequenz generiert werden, siehe Abbildung 2.08 (oben) [32]. Ein Zustand besteht für die Dauer von  $t_c = 1 / f_c$ , wodurch sich die Periodendauer zu  $T_0 = N \cdot t_c$  ergibt. Obgleich das diskrete Signalspektrum einer  $1/x^2$ -förmigen Hüllkurve folgt, wird 80 % der spektralen Leistung in einem Frequenzbereich zwischen Gleichspannung und  $f_c / 2$  konzentriert. Dies wird in Abbildung 2.08 (unten) deutlich [32]. Zur Rauschoptimierung wird das Sendespektrum dementsprechend

bandbegrenzt, um ein überproportionales Ansteigen der Rauschleistung zu umgehen. Die Signalverfälschung verbleibt dennoch auf einem niedrigen Niveau [32]. Im Anschluss an eine optionale Verstärkerstufe wird das Signal unverzüglich durch eine geeignete Antenne abgestrahlt.

Der Empfang des Signals erfolgt, abgesehen von einem Eingangsverstärker, vollkommen digital. In Anbetracht der hohen Wiederholrate der Zustände ist eine Echtzeiterfassung zum momentanen Zeitpunkt nicht implementierbar. Alternativ findet somit eine Unterabtastung Verwendung. Das Empfangssignal wird zunächst auf eine Folge-Halte-Schaltung (T&H) gegeben, die für einen nachgeschalteten Analog-Digital-Umsetzer (ADC) einen, auf die Wandlungsdauer begrenzten, konstanten Signalzustand gewährleistet. Beide Bausteine werden mit Hilfe eines Binärteilers durch einen von der Referenz  $f_c$  abgeleiteten Takt betrieben. Obwohl theoretisch jeder beliebige Teilerfaktor verwendet werden könnte, bietet sich ein binäres Vorgehen an. Zum einen garantiert der Aufbau durch Schieberegister, ähnlich der M-Sequenzsynthese, eine extrem hohe zeitliche Stabilität mit niedrigem Jitter, was Bewegungsaufösungen im Sub-Millimeterbereich ermöglicht [26,33]. Zum anderen führen binäre Teilerfaktoren zu einer äußerst simplen Rekonstruktion der Abtastpunkte. Eine bei verfügbaren Geräten weit verbreitete Variante lässt sich mit einem homodynem Empfangsprinzip vergleichen. Eine M-Sequenz der Länge  $N$  und Taktfrequenz  $f_c$  wird mit einer Frequenz von  $f_s = f_c / (N+1)$  abgetastet. Anders ausgedrückt wird jede Signalperiode genau ein Mal am jeweils nachfolgenden Zeichen abgetastet. Eine komplette Signalperiode ist demgemäß nach  $N$  Zyklen rekonstruiert. Die infolge der Unterabtastung auffällige Erhöhung der Messzeit ist durch vergleichsweise kurze Periodendauern in einem Bereich von  $10^{-8} \dots 10^{-7}$  s relativ zu bewerten. In der Signalaufbereitung schließt sich für gewöhnlich eine hardwareimplementierte Mittelung mit  $m$  Zyklen an, wodurch die Dynamik um  $G_{AVG} = 10 \log(m)$  deutlich verbessert werden kann. Eine Veranschaulichung des vorangehend beschriebenen Sende- und Empfangsprinzips ist als Blockschaltbild in Abbildung 2.09 skizziert. Um die dargestellte Signalkette für eine Zielauswertung nutzen zu können, muss aus dem digitalisierten Empfangssignal eine Impulsantwort abgeleitet werden. Dies geschieht durch die Bildung der Korrelation zwischen bekannter Sendesequenz und dem empfangenen Datenstrom. Im Falle einer hypothetischen Gleichheit zwischen Sende- und Empfangssignal entspräche dies der Autokorrelation der Originalsequenz mit einer Amplitude von  $A = N = 2^n - 1$  [30].

Aus diesem Zusammenhang heraus lässt sich ein weiterer Vorzug dieser Technik in Form des Korrelationsgewinns ableiten. Entsprechend des direkten Zusammenhangs aus Korrelationsamplitude und Sequenzlänge lässt sich die Dynamik um das Verhältnis  $G_{COR} = 20 \log(N)$  verbessern. Je länger also eine M-Sequenz gewählt wird, desto höher fällt die Empfindlichkeit, aber auch die Messzeit, aus [32]. Im Gegensatz zur Impulstechnik entsteht die Korrelationsamplitude nicht als Spannungsüberhöhung innerhalb analoger Bauteile als vielmehr in Form einer numerischen Größe. Bauteilbedingte Nichtlinearitäten oder Übersteuerungen können daher durch die rein digitale Signalauswertung ausgeschlossen werden. Prinzipbedingt ist eine Systemkalibrierung erforderlich, deren Methodik hinlänglich aus der Netzwerkanalysetechnik bekannt ist und daher nicht näher diskutiert werden soll. Durch die vielfach erwähnte digitale Signalverarbeitung bestehen auch hier

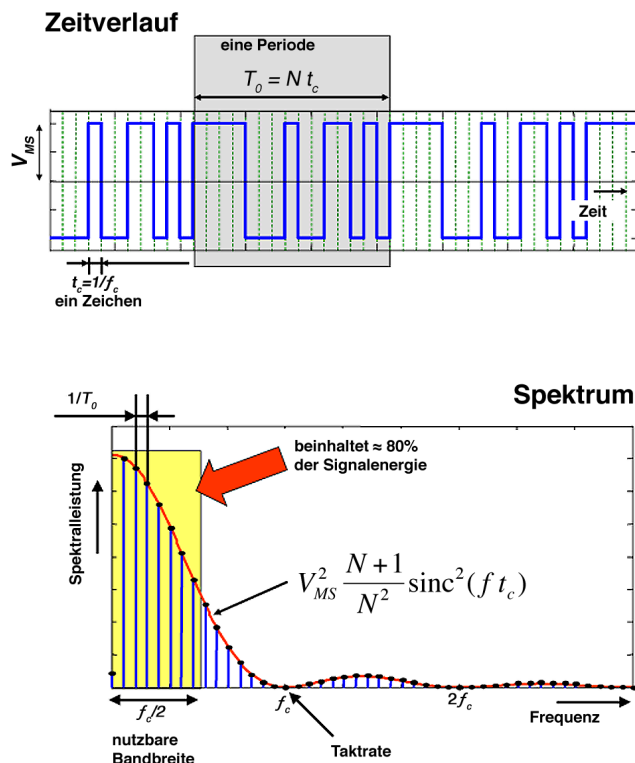


Abb. 2.08:  
Exemplarischer Zeitverlauf einer Maximal-  
folge (M-Sequenz, obere Abbildung) und  
zugehöriges Amplitudenspektrum (untere  
Abbildung) einschließlich wichtiger Kenn-  
größen. Darstellungen aus [32].

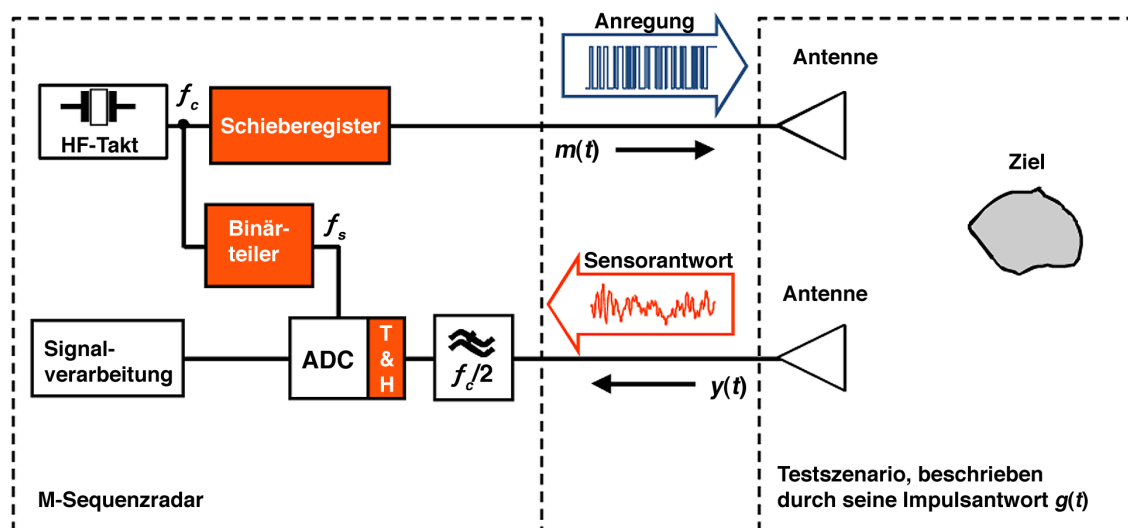


Abb. 2.09: Blockschaltbild eines M-Sequenzradars. Darstellung aus [32].



weitläufige und einfach zu implementierende Optimierungsmöglichkeiten. Abschließend werden in Tabelle 2.02 wesentliche technische Parameter der beiden momentan meistgenutzten Radarsysteme zusammengefasst.

Für alle aufgeführten Verfahren ist die Art der Abstrahlung und des Empfangs der Radarsignale von weitreichender Bedeutung. Es besteht eine permanente Gefahr, durch Bandbreitenbeschränkungen, Signalverzerrungen und Effizienzdefizite der Antennen zuvor nachhaltig erarbeitete Systemeigenschaften dauerhaft zu beschränken. Somit ergeben sich bei Ultrabreitbandradarsystemen spezifische Anforderungen an Antennen, die in Kapitel 2.4 dargelegt werden.

Tabelle 2.02

Interne Bezeichnung	- 10 dB Bandbreite	Zustände	Zustandsdauer	Sequenzdauer	Abtastrate
<b>Rübchen / Cecilia</b>	4,5 GHz Basisband	511	111 ps	57 ns	1 / 511
<b>Ginenko</b>	1 - 13 GHz	511	111 ps	57 ns	4 / 511

Betriebsparameter weitläufig genutzter M-Sequenz Radarsysteme.

### 2.3 Messverfahren

Für den Einsatz von UWB-Radartechnik in medizinisch-diagnostischen Anwendungen gibt es zwei grundsätzlich verschiedene Messverfahren, bei denen jeweils eine Sende- und Empfangsantenne paarig und simultan nach dem Prinzip einer bistatischen Anwendung betrieben wird. Im Gegensatz zu einer eindimensionalen Bewegungsdetektion, bei der die Beobachtung von einer Messposition ausreichend ist, erfordert eine dreidimensionale Rekonstruktion einer Zielposition die Generierung einer synthetischen Apertur, bei der das Radarziel innerhalb der Zielumgebung von mindestens drei Positionen untersucht wird. Für die Erstellung einer räumlichen Abbildung ist die Anzahl möglicher Messpositionen an ein technisch realisierbares Limit zu führen, um der direkten Korrelation von Darstellungsauflösung und Messdatenpaaren Rechnung zu tragen. Die benötigte synthetische Apertur lässt sich auf zwei verschiedenen Wegen realisieren. Im ersten Ansatz umkreist ein einzelnes Antennenpaar mechanisch gestützt die Zielumgebung auf einem vorgegebenen dreidimensionalen Pfad und erzeugt dabei an  $m_{mech}$  festgelegten Positionen  $M_{mech} = m_{mech}$  Messdatensätze. Alternativ ist ein Array aus einer bestimmten Antennenzahl  $m_{elek}$  ortsfest um die Zielumgebung angeordnet, womit durch elektronisches Umschalten zwischen Senden und Empfang aller Arrayelemente  $M_{elek} = m_{elek} / 2 \cdot (m_{elek} - 1)$  bistatische Messpaare entstehen. Aus beiden Verfahren lässt sich in ähnlicher Weise eine Bildrekonstruktion durchführen.

In Anlehnung an die Messverfahren ergeben sich zwei unabhängige Konstellationen, die die Antennenpositionen relativ zur Zielumgebung beschreiben. Der mechanisch gestützten Abtastung bleiben Messszenarien vorbehalten, bei denen entsprechend Abbildung 2.10 der Bewegungspfad der Antennen in einem gewissen Abstand zum Messgebiet gelegen ist. Dieses Szenario, im Folgenden als Ferndetektion bezeichnet, entspricht den meisten heute gängigen Radaranwendungen und bildet die Basis für Grundlagenuntersuchungen im Rahmen des beschriebenen Projektes (vgl. Kapitel 8.1). Die zu erwartende Leistungsfähigkeit der Ferndetektion wird in Kapitel 3.1 anhand physikalischer Randbedingungen abgeschätzt. Bei der elektronischen Abtastung kann auf Basis eines Antennenarrays zwischen einer Ferndetektion und einer Kontaktdetektion unterschieden werden. Bei letzterer wird die Antennengruppe nicht mehr im definierten Abstand zur Zielumgebung positioniert, sondern direkt auf diese aufgesetzt. Zur Veranschaulichung ist die Kontaktdetektion in Abbildung 2.11 der Ferndetektion aus Abbildung 2.10 gegenübergestellt. Die für das Messszenario der Kontaktdetektion erforderlichen Antennenelemente sowie die für eine gewinnbringende Realisierung erforderlichen Randbedingungen werden in Kapitel 2.4 respektive Kapitel 3.1 genauer erläutert.

Abb. 2.10:  
Schematische Darstellung der Ferndetektion in der Ebene als bistatische Anordnung. In der Realität erfolgt eine dreidimensionale Abtastung zur Erzeugung einer synthetischen Apertur. Der Einsatz konventioneller Antennen ist möglich.

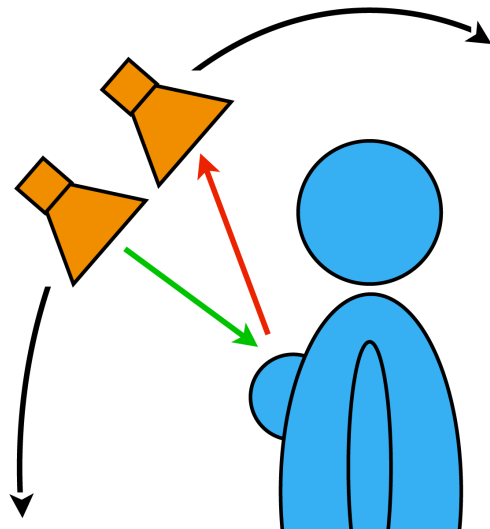
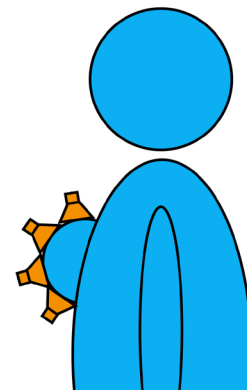


Abb. 2.11:  
Schematische Darstellung einer Kontaktdetektion als multistatische Anordnung zur Generierung einer synthetischen Apertur. Der Einsatz miniaturisierter Antennenelemente ist eine Grundbedingung.



## 2.4 Anwendungsspezifische Antenneneigenschaften

Nachdem in den vorangehenden Kapiteln die Generierung und Auswertung von Radarsignalen sowie verschiedene Messverfahren betrachtet wurden, soll dieses Kapitel den Fokus auf die Antennen legen, welche die Schnittstelle zwischen Sendeempfänger und Freiraum darstellen. Die Antenne agiert sowohl als Impedanz- als auch als Modenwandler, um eine leitungsführte Welle in eine Freiraumwelle zu überführen und umgekehrt. Dabei ergeben sich mit Blick auf UWB-Radarsysteme besondere Anforderungen, die für alle vorangehend beschriebenen Systeme zunächst auf die operative Bandbreite verweisen. Die Bandbreite ist ein inhärenter Parameter einer Antenne, der sich auf die Güte und den Wirkungsgrad zurückführen lässt (vgl. Kapitel 4.1). Während sich traditionell Antennen wie Dipole, Stab-, Schleifen- und Flächenantennen grundsätzlich auf das Ersatzschaltbild eines Schwingkreises zurückführen lassen, müssen bei Breitbandantennen andere Wege beschritten werden, um die naturgemäß niedrigen Bandbreiten einer resonanten Struktur zu überwinden. Bei der Definition einer Bandbreitenanforderung für die in dieser Arbeit beschriebenen Anwendungen orientierte man sich zum einen an den oberen Grenzfrequenzen verwendeter Radarsysteme (vgl. Kapitel 2.2) und zum anderen an einem Kompromiss zwischen Wellenlänge und Eindringtiefe. Basierend auf einem 14-Lagen-Modell, welches einem transthorakalen Schnitt des *visual human* Datenbestandes entspricht [34], wurde die Eindringtiefe elektromagnetischer Wellen in den Körper berechnet, siehe Abbildung 2.12 [35–37]. Hierbei kann ein starker Anstieg der Signaldämpfung bei höheren Frequenzen beobachtet werden. Daher wurde ein Bereich zwischen 1 ... 1,5 GHz für die untere Grenzfrequenz definiert, welcher noch die Fähigkeit besäße, den gesamten Körper zu durchdringen. Die Signaldämpfung, gemessen zwischen Brust und Rücken, liegt für diesen Fall um 50 dB. Folglich resultiert eine Anpassungsbandbreite, in der der Reflexionskoeffizient einer Antenne mindestens - 10 dB betragen sollte, von  $\leq 1,5 \dots \geq 10$  GHz. Ferner gilt die Forderung einer nahezu frequenzunabhängigen räumlichen Leistungsverteilung mit einer ausgeprägten Vorzugsrichtung der Abstrahlung, um der Untersuchung eines bekannten und räumlich begrenzten Testobjektes als auch der bistatischen Radaranordnung gerecht zu werden. Das prinzipbedingt unvermeidbare Übersprechen zweier dicht benachbarter Antennen ist von großer Bedeutung und

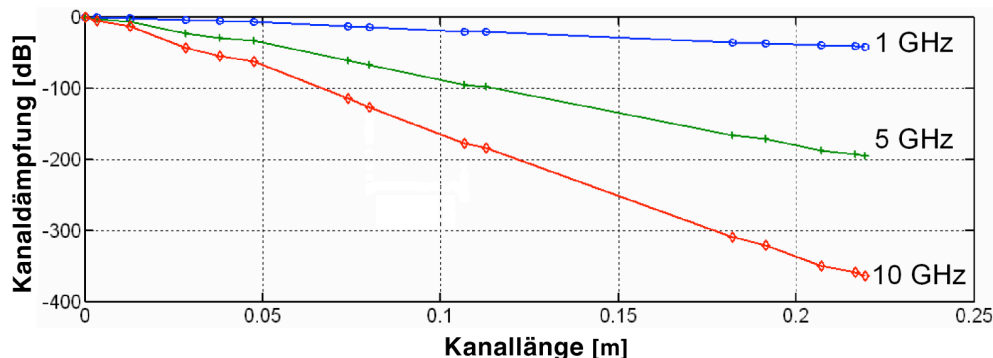


Abb. 2.12: Berechnete Signaldämpfungen für verschiedene Frequenzen eines 14-lagigen humanoiden Modells im Bereich des Thorax [34–36].

korreliert direkt mit deren Strahlungsdiagrammen. Auf der einen Seite muss zu starkes Übersprechen vermieden werden, um einer Sättigung des Empfängers und einer Maskierung schwächerer Rückstreuensignale vorzubeugen. Hier bietet sich der Einsatz von Dämpfungsgliedern an, was auf der anderen Seite zu einer Reduktion des Dynamikumfangs der Messanordnung führt. Daher sollten bereits die Antennenstrukturen und deren Anordnung zueinander ein niedriges Übersprechen garantieren.

Durch die Verwendung eines M-Sequenzsystems und der damit verbundenen Ähnlichkeit zur Impulstechnik sind zusätzlich Anforderungen an das Verzerrungsmaß einer Antenne zu stellen. Während bei der breitbandigen Sinustechnik ohne größere Nachteile auch multiresonante Antennen wie etwa *LogarithmicPeriodic* oder Spiralantennen eingesetzt werden können, muss bei der Impulstechnik im Hinblick auf deren große Zeitkonstante von dem Einsatz solcher Antennen Abstand genommen werden [38]. Es werden Antennen benötigt, die mit einer kurzen Impulsantwort lediglich geringe Signalverfälschungen, etwa durch Nachschwingen, verursachen. Anderenfalls wäre eine Trennung der Zielinformation von Übertragungsartefakten nicht mehr möglich und die Systemauflösung würde zu stark begrenzt. Weitläufig bekannt für derart positive Zeitbereichsantworten sind Wanderwellenantennen, die auf dem Prinzip einer sich ausbreitenden Welle beruhen und dabei nahezu frei von Resonanzeffekten sind [38]. Detaillierte Beschreibungen zur Bestimmung von Antennenparametern im Frequenz- und Zeitbereich sind in Kapitel 4.4 aufgeführt.

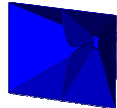

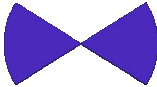
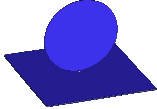


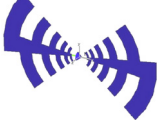
Neben elektrischen Parametern sind gerade bei der dielektrischen Bildgebung geometrische Aspekte zu berücksichtigen, die anatomischen Randbedingungen Rechnung tragen. Je nach Messverfahren (vgl. Kapitel 2.3) befinden sich die Antennen unter Umständen in direktem Körperkontakt und müssen örtlich begrenzt in großer Stückzahl Platz finden. Eine somit erforderliche Miniaturisierung im Bereich des technisch Möglichen (vgl. Kapitel 5.3) muss unter Berücksichtigung eines gleichwohl hohen Antennenwirkungsgrades erfolgen, um bestehende Dynamikreserven des Systems nicht zu belasten. Eine detaillierte Diskussion über den Entwurf elektrisch und geometrisch kleiner Antennen findet sich in den Kapiteln 4.1 respektive 4.2. Zeitgleich mit einer Miniaturisierung ist für den Fall der Kontaktdetektion eine dielektrische Anpassung zwischen Strahlerelement und Zielumgebung vorzusehen (vgl. Kapitel 3.1). Zu diesem Zweck müssen präferierte Antennenmuster in einfacher Weise auch in physisch feste dielektrische Koppelmedien eingebunden werden können oder direkt als dielektrische Strahler vorliegen. Unter diesem Gesichtspunkt ist auf eine technisch praktikable Umsetzung konzipierter Antennenentwürfe für bildgebende Systeme zu achten.

Für einen Einsatz unter Zusammenwirken von UWB-Radar und Magnetresonanztomografie sind durch die Anwendung der Ferndetektion keine erweiterten Anforderungen an die Antennengeometrie zu stellen. Die Dimensionen sollten dennoch ein Volumen von 70 mm x 70 mm x 70 mm nicht überschreiten, um eine zuverlässige Integration der Antennen in Liege und Tomografenröhre nicht zu erschweren. Die Präsenz starker Magnetfelder hingegen ist in einem Antennenentwurf nachhaltig zu adressieren, um magnetodynamische Wechselwirkungen mit der Strahlerstruktur zu minimieren. Um schließlich aus einer Vielzahl von bekannten UWB-Antennentypen eine Auswahl passender Antennen treffen zu können, deren Potential den Anforderungen am ehesten gerecht wird, sollen die wichtigsten Kenngrößen noch einmal zusammengefasst werden:

- Hohe Anpassungsbandbreite
- Frequenzunabhängige Abstrahlung
- Dielektrisch anpassbar
- Kurze Impulsantwort
- Geringes Übersprechen
- Miniaturisierbar
- Fokussierte Abstrahlung
- Hoher Wirkungsgrad
- Induktionsarm realisierbar

Ein derart enges Anforderungsprofil schränkt eine mögliche Antennenauswahl auf ein Minimum ein, wie aus Tabelle 2.03 zu entnehmen ist. Die meisten bekannten Strahlerelemente [39,40] scheiden aufgrund eines nicht tolerierbaren Mangels, wie etwa einer ungeeigneten Impulsantwort, aus. Eine maximale Übereinstimmung mit den Anforderungen wird nur für das Doppelsteghorn erreicht, welches lediglich durch das Defizit eines hohen Formfaktors negativ auffällt. Dessen Anpassung an die im Projekt bestehenden Rahmenbedingungen bildet den Kern dieser Arbeit und wird umfassend in den Kapiteln 5 und 6 behandelt.

Tabelle 2.03

Antenne	Schema	VSWR-Bandbreite	Richtdiagramm / Übersprechen	Geometrie Dim / $r/\lambda_{LF}$	Impulsantwort
Doppelsteghorn		$> 1 : 10$	gerichtet / +	$3 / 1/2$	+
Tapered-Slot (Vivaldi)		$> 1 : 10$	gerichtet / o	$2 / 1/2$	+
Bowtie		ca. $1 : 5$	f - abhängig / -	$2 / 1/2$	-
Circular Disc Monopole		ca. $1 : 10$	breit, f-abhängig / -	$3 / 1/4$	+
Differential Elliptical Antenna		ca. $1 : 7$	$\approx$ rund, f-abhängig / -	$2 / 1/2$	-
Spiral Equiangular Slot Patch		$> 1 : 10$	breit / -	$2 / \text{ca. } 1/5$	-
Planar LogPeriodic		ca. $1 : 7$	breit / -	$2 / \text{ca. } 1/5$	-

Übersicht bekannter Breitbandantennenkonzepte.

# Physikalische Wechselwirkungen 3

## 3.1 Signalausbreitung in Materie

Im Rahmen des Projektes *ultraMEDIS* sollen Strukturen im Inneren des Körpers durch Mikrowellen sichtbar gemacht werden. Der Mensch besteht bei einem Gesamt-wassergehalt von 65 % aus vielen verschiedenen Gewebearten, deren unterschiedliche dielektrische Eigenschaften zu spezifischen Signalreflexionen führen, welche die Grundlage für eine mikrowellenbasierte Bildgebung darstellen. Im Gegensatz zu einer gewöhnlichen Signalausbreitung im freien Raum bestehen dadurch spezielle Randbedingungen, die für den Entwurf eines biomedizinischen Radarsystems zu berücksichtigen sind. Als Zugang zu dieser Thematik dient ein vereinfachtes Radarszenario auf Basis der Fern-detektion, bei dem entsprechend Abbildung 3.01 (oben) ein bistatisch betriebenes Antennenpaar in einem Fernfeldabstand zum Messgebiet positioniert ist (vgl. Kapitel 2.3). Eine einfache Beschreibung der Eigenheiten der Signalausbreitung in Gegenwart von Dielektrika soll durch die Betrachtung einer ebenen Welle gegeben werden, anhand derer die Besonderheiten des vorliegenden Szenarios beschrieben werden sollen.

Eine ebene Welle besteht aus einer elektrischen Komponente  $\underline{E}$  und einer magnetischen Komponente  $\underline{H}$ , welche zusammen mit der Ausbreitungsrichtung  $z$  ein orthogonales System bilden. Entlang der Ausbreitungsrichtung findet ein Leistungsfluss statt, dessen zeitlicher Mittelwert  $\underline{S}_m$  durch den Poynting-Vektor definiert ist [41]:

$$\underline{S}_m = \frac{1}{2} (\underline{E} \times \underline{H}^*) . \quad (3.1)$$

Für  $\underline{E}$  und  $\underline{H}$  sind die jeweiligen Amplitudenwerte einzusetzen. Für ein beliebiges Dielektrikum  $\underline{\epsilon}_r = \epsilon' - j \epsilon'' = \epsilon' (1 - j \tan(\delta))$  lässt sich der zugehörige Feldwellenwiderstand einer sich ausbreitenden Welle zu

$$\frac{\underline{E}}{\underline{H}} = \underline{Z}_F = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = Z_0 \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

bestimmen [41], wobei deutlich wird, dass ein verlustbehaftetes Dielektrikum einen komplexen Feldwellenwiderstand zur Folge hat. Analog zur Skalierung des Feldwellenwiderstandes kann im Medium eine Verkürzung der geführten Wellenlänge stattfinden, die sich für ein beliebiges Dielektrikum aus

$$\lambda_\varepsilon = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon'} \operatorname{Re}\{\sqrt{1 + j \tan(\delta)}\}} = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon'} \operatorname{Re}\{\sqrt{1 + j \tan(\delta)}\}} \quad (3.3)$$

berechnet [41]. Auch hier zeigt sich der Einfluss möglicher dielektrischer Verluste, welche zusätzlich zur Wirkung der Permittivität  $\varepsilon'$  zur Verkürzung der Wellenlänge beitragen. Zur Vereinfachung nachfolgender Betrachtungen wird ein Verkürzungsfaktor  $VF$  eingeführt, der dielektrische Verluste bei der Berechnung einer dielektrisch skalierten Wellenlänge vernachlässigt. Dieser Ansatz verursacht bis zu einem Verlustfaktor von  $\tan(\delta) = 0,5$  einen lediglich begrenzten Fehler von 3 %, so dass im Folgenden für  $VF = \lambda_0 / \lambda_\varepsilon = \sqrt{\varepsilon'}$  gilt. Eine ähnliche Vereinfachung bezüglich des Feldwellenwiderstandes kann durch einen wesentlich stärkeren Einfluss dielektrischer Verluste nicht pauschalisiert werden. Für die vollständige Beschreibung einer sich im beliebigen Dielektrikum ausbreitenden Welle kommt der Signaldämpfung eine Schlüsselrolle zu. Aufgrund der zusätzlich zu berücksichtigenden dielektrischen Dämpfung muss die Friis-Formel um einen entsprechenden Term erweitert werden. Für die Berechnung der Ausbreitungsdämpfung einer beliebigen Übertragungsstrecke der Länge  $r$  müssen daher zwei Dämpfungskomponenten berücksichtigt werden:

$$a_{[dB]} = 10 \log \left( \frac{\lambda_\varepsilon}{4 \pi r} \right)^2 + 20 \log e^{-\pi \frac{r \tan(\delta)}{\lambda_\varepsilon}}. \quad (3.4)$$

In dem angenommenen Radarszenario geht in die Leistungsbilanz noch ein weiterer Verlustfaktor in Form von unerwünschten Signalreflexionen ein. Die Signalausbreitung erfolgt dabei in einem zweischichtigen Dielektrikum, wobei in der Realität die Zielumgebung dem menschlichen Körper und die Messumgebung dem freien, luftgefüllten Raum um die Antenne entspricht. Zur Veranschaulichung auftretender Grenzflächeneffekte wird ein ebener Übergang zweier dielektrisch verschiedener Stoffe betrachtet. Permeabilitäten werden hier und im Folgenden vernachlässigt. Analog zur Strahlenoptik kommt es zu einer Aufteilung der einfallenden Welle in eine transmittierte und eine reflektierte Komponente, wie aus Abbildung 3.02 deutlich wird. Für eine weiterführende Betrachtung müssen zwei fundamentale Polarisationen der einfallenden Welle unterschieden werden:

- Der magnetische Feldstärkevektor liegt in der Einfallsebene:  
H-Polarisation (Abbildung 3.02.A)
- Der elektrische Feldstärkevektor liegt in der Einfallsebene:  
E-Polarisation (Abbildung 3.02.B)

Aus den Maxwellschen Gleichungen sind Zusammenhänge ableitbar, die in Abhängigkeit der Polarisation, dem Einfallswinkel der Welle und den jeweiligen Permittivitäten eine Berechnung der jeweiligen transmittierten und reflektierten Wellenkomponenten  $\underline{t}_h$  und  $\underline{r}_h$  ermöglichen. Für die H-Polarisation lässt sich wie folgt schreiben [42]:



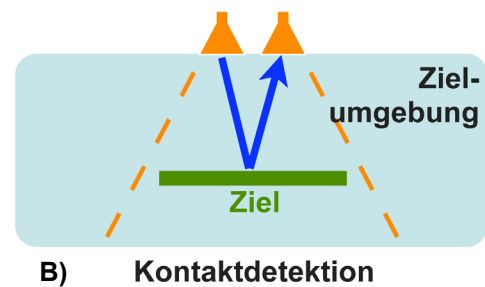
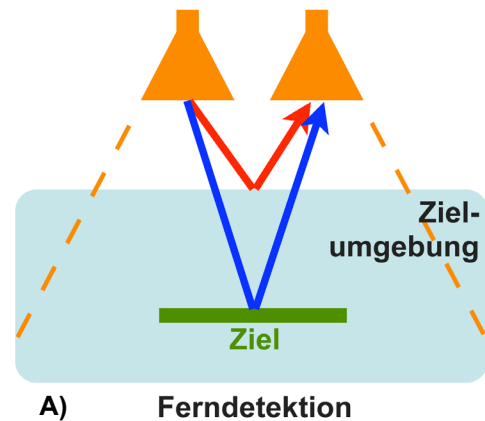


Abb. 3.01:  
Schematische Darstellung der Ferndetektion (obere Abbildung) und der Kontaktdetektion (untere Abbildung) unter Hervorhebung wesentlicher Unterschiede (Antennengröße, Oberflächenreflexionen und Ausleuchtung).

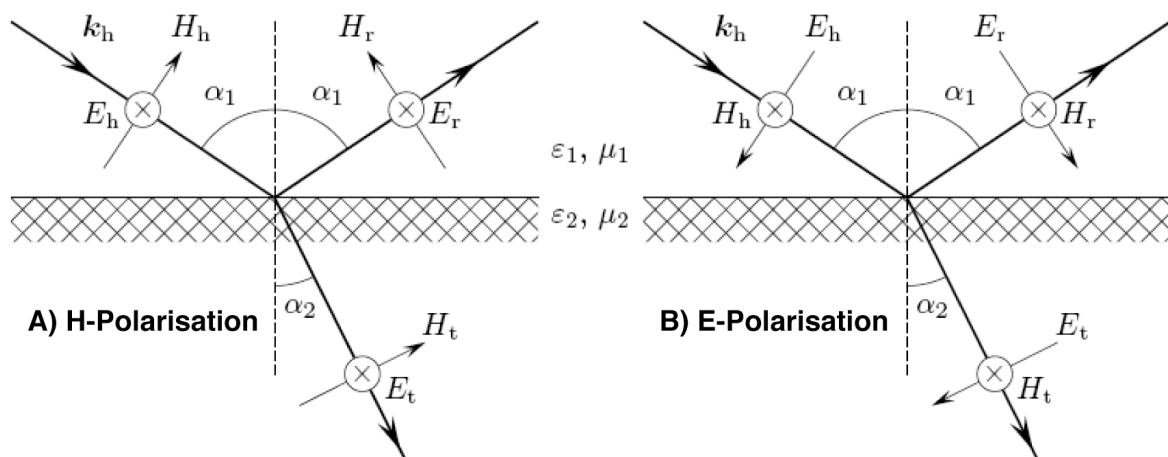


Abb. 3.02: Grafische Darstellung des Reflexions- und Brechungsgesetzes für die Grundpolarisationen in H- und E-Ebene. Schema aus [42].

$$t_H = \frac{\underline{E}_t}{\underline{E}_h} = \frac{2\sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}} \cos \alpha_1}{\sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}} \cos \alpha_1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r2} - \underline{\epsilon}_{r1}} \sin^2 \alpha_1} \quad (3.5)$$

$$r_H = \frac{\underline{E}_r}{\underline{E}_h} = \frac{\sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}} \cos \alpha_1 - \sqrt{\underline{\epsilon}_{r2} - \underline{\epsilon}_{r1}} \sin^2 \alpha_1}{\sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}} \cos \alpha_1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r2} - \underline{\epsilon}_{r1}} \sin^2 \alpha_1}.$$

Dabei entspricht  $\underline{E}_h$  der E-Feld-Komponente der einfallenden Welle,  $\underline{E}_t$  der transmittierten und  $\underline{E}_r$  der reflektierten E-Feld-Komponente. Der Einfallswinkel der Welle wird durch  $\alpha_1$  beschrieben, während die komplexen Permittivitäten beider vorkommender Materialien durch  $\underline{\epsilon}_{r1}$  und  $\underline{\epsilon}_{r2}$  bestimmt sind. In Anlehnung an diese Schreibweise gilt für die E-Polarisation [42]:

$$t_E = \frac{\underline{E}_t}{\underline{E}_h} = \frac{2\sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}\underline{\epsilon}_{r2}} \cos \alpha_1}{\underline{\epsilon}_{r2} \cos \alpha_1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}\underline{\epsilon}_{r2} - \underline{\epsilon}_{r1}^2} \sin^2 \alpha_1} \quad (3.6)$$

$$r_E = \frac{\underline{E}_r}{\underline{E}_h} = \frac{\underline{\epsilon}_{r2} \cos \alpha_1 - \sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}\underline{\epsilon}_{r2} - \underline{\epsilon}_{r1}^2} \sin^2 \alpha_1}{\underline{\epsilon}_{r2} \cos \alpha_1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r1}\underline{\epsilon}_{r2} - \underline{\epsilon}_{r1}^2} \sin^2 \alpha_1}.$$

Nur bei der E-Polarisation existiert unter Vernachlässigung der Permittivität der Brewsterwinkel  $\alpha_{br}$ . Entspricht der Einfallswinkel  $\alpha_1 = \alpha_{br}$ , so tritt in diesem speziellen Fall keine Signalreflexion an der dielektrischen Grenzschicht auf. Diese Konstellation ist jedoch für die vorliegende Arbeit nur von untergeordneter Bedeutung, wodurch auf eine detaillierte Beschreibung verzichtet wird. Vielmehr erfolgt eine analytische Auswertung des in Abbildung 3.01.A dargestellten Szenarios unter Nutzung der zuvor beschriebenen Zusammenhänge. Typische Größenordnungen für die Permittivität von menschlichem Gewebe liegen im Bereich von  $\epsilon' = 40 \pm 15$  [43]. Daher leiden Signale bei einer Ferndetektion, bei der Antennen in einem definierten Abstand zur Zielumgebung in Luft positioniert sind, unter der vorhandenen dielektrischen Sprungstelle. Dadurch werden signifikante Signalreflexionen verursacht. Abhängig von der Polarisation der einfallenden Welle wird der Reflexionskoeffizient durch Gleichung (3.5) oder Gleichung (3.6) berechnet.

Für erste theoretische und praktische Untersuchungen stand ein Phantom auf Gelatinebasis der Größe 40 cm x 50 cm x 10 cm (Breite, Länge und Tiefe) zur Verfügung, welches eine zu menschlichem Gewebe ähnliche Permittivität von  $\underline{\epsilon}_r = 52 - j15$  bei 3 GHz aufwies. Berechnungen auf Basis des realen Phantoms ergaben leistungsbezogene Reflexionskoeffizienten für eine senkrechte Einstrahlung ( $\alpha = 0^\circ$ ) bei 3 GHz von  $\underline{r}_{EH,P} = 0,58 \cdot e^{j2,2}$  ( $\underline{\epsilon}_{r1} = 1 - j0$ ;  $\underline{\epsilon}_{r2} = 52 - j15$ ), unabhängig von der Polarisation. Für das beschriebene Szenario bedeutet diese Zahl, dass theoretisch etwa 60 % der eingestrahlten Leistung an

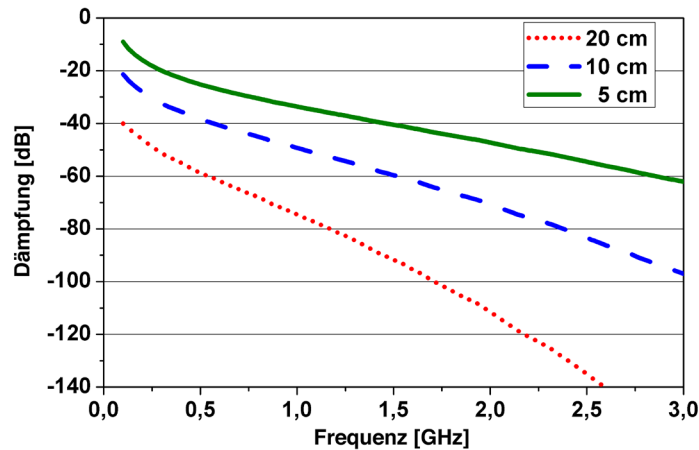


Abb. 3.03: Dielektrische Streckendämpfung eines Phantoms auf Gelatinebasis für verschiedene Kanallängen.

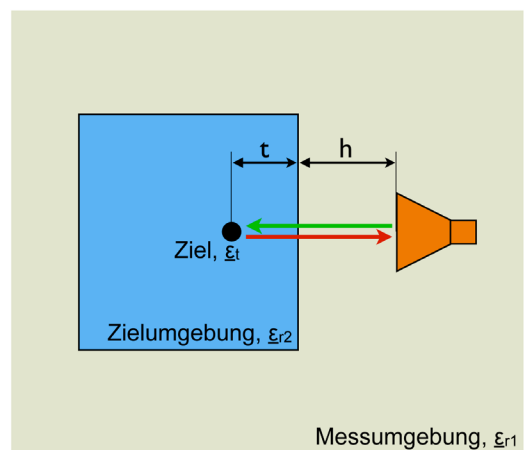


Abb. 3.04:  
Vereinfachtes Radarszenario zur Abschätzung der Systemdynamik in der dielektrischen Bildgebung.

der Oberfläche des vorhandenen Phantoms reflektiert werden und für die weitere Anwendung somit verloren sind. Diese Verluste verdoppeln sich, sobald der Signalhin- und Rückweg gemeinsam betrachtet wird. Somit ist mit einem Signalverlust von 84 % gemessen an der eingestrahnten Leistung zu rechnen. Der Verlust wird allein durch konzeptionelle Randbedingungen verursacht und trägt zu einer drastischen Reduktion der Systemdynamik bei. Hinzu kommen dielektrische Verluste der Zielumgebung. Eine Abschätzung der zu erwartenden Streckendämpfungen auf Basis des vorhandenen Phantoms ist in Abbildung 3.03 dargestellt. Die gezeigten Kurven ergeben sich dabei aus einer breitbandigen Permittivitätsmessung und einer anschließenden Berechnung gemäß Gleichung (3.4) für ein auf Gelatine basierendes Phantom. Zu dessen näherer Beschreibung wird auf das nachstehende Kapitel verwiesen.

Für eine Gesamtaberschätzung der zu erwartenden Systemdynamik einer Ferndetektion wurde ein stark vereinfachtes Modell entwickelt, welches aus den drei wesentlichsten

Bestandteilen einer Messumgebung mit  $\underline{\epsilon}_{r1}$ , einer Zielumgebung mit  $\underline{\epsilon}_{r2}$  und eines Ziels mit  $\underline{\epsilon}_t$  besteht. Eine Veranschaulichung ist in Abbildung 3.04 gegeben. Zwischen der Mess- und der Zielumgebung wird eine ebene Grenzfläche angenommen und das Ziel als Kugel modelliert. Als Berechnungsparameter dienen sowohl die Permittivitäten aller drei dielektrischer Komponenten als auch der Einfallswinkel der Welle  $\alpha$  und die Tiefe  $t$  beziehungsweise der Radius  $a$  des Ziels innerhalb der Zielumgebung. Der Abstand zwischen Signalquelle und -senke sowie dielektrischer Grenzfläche wird mit einer Höhe  $h$  angenommen. Als Signal wird ein messtechnisch aufgezeichnetes M-Sequenzspektrum verwendet. Für eine Beispielrechnung dienen die aus der Reflexionsberechnung bekannten Materialparameter. Die Messumgebung wird als  $\underline{\epsilon}_{r1} = 1 - j0$  angenommen, die Zielumgebung  $\underline{\epsilon}_{r2} = f(f)$  als gemessene Funktion der Frequenz des verfügbaren Phantoms auf Gelatinebasis (vgl. Kapitel 3.2). Das Ziel wird als verlustloses und frequenzunabhängiges Dielektrikum mit  $\underline{\epsilon}_t = 26 - j0$  betrachtet. Durch die Annahme eines elektrisch kleinen Ziels mit dem Radius  $a = 5$  mm bei einer Tiefe von  $t = 25$  mm (Kugelmittelpunkt) und  $n = 70$  Iterationen ist der Rückstreuquerschnitt durch Gleichung (3.7) zu berechnen [44]:

$$\sigma(f) = \frac{\pi}{k^2} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (2n+1) (a_n - b_n) \right|^2 \quad (3.7)$$

mit

$$a_n = \frac{[\xi j_n(\xi)]_{\xi=ka}}{[\xi h_n^{(2)}(\xi)]_{\xi=ka}}; \quad b_n = \frac{j_n(ka)}{h_n^{(2)}(ka)}; \quad k = \frac{2\pi f}{c} \quad (3.8)$$

Durch die Wahl eines dielektrischen Ziels ist dessen Rückstreuquerschnitt mit dem leistungsbezogenen Reflexionsfaktor  $|r_{Ziel}|^2$ , ausgehend von senkrechter Einstrahlung, gemäß Gleichung (3.5) oder (3.6) zu wichten. Mit einer Antennenhöhe von  $h = 300$  mm über der Zielumgebung kann zunächst die erweiterte Radargleichung gelöst werden, um die Signalbilanz unter Berücksichtigung der Ausbreitungs- und Streuverluste zu bestimmen:

$$\frac{P_{RX}(f) \Big|_{f > 1 \text{ GHz}}}{P_{TX}(f) \Big|_{f > 1 \text{ GHz}}} = G_{TXRX}^2 \frac{\lambda^2 \sigma(f) |r_{Ziel}|^2}{(4\pi)^3 (h+t)^4} e^{-4\pi \cdot t \sqrt{\epsilon_2} \tan(\delta_2) / \lambda} \quad (3.9)$$

Der zweite Term entspricht dabei der für dielektrische Umgebungen angepassten Radargleichung, der dritte Term den dielektrischen Verlusten innerhalb der Zielumgebung (vgl. Abbildung 3.03). Eine Verkürzung der Wellenlänge im Bereich der Zielumgebung wird in Gleichung (3.9) nicht berücksichtigt, da die jeweilige Sende- und Empfangsantenne, durch deren Wirkflächendefinition erst eine Frequenzabhängigkeit der Radargleichung entsteht, sich jeweils im Freiraum befindet. Im Anschluss wird gemäß Gleichung (3.5) oder (3.6) der Transmissionsfaktor an der Oberfläche der Zielumgebung der gewünschten Polarisation errechnet, wobei die Lösungen für die angenommene senkrechte Einstrahlung mit  $\alpha = 0^\circ$  identisch sind. Die Bilanz der Radargleichung wird schließlich mit dem Quadrat des leistungsbezogenen Transmissionsfaktors gewichtet, womit die reflexionsbedingten Verluste

an der dielektrischen Grenzschicht für den Signalhin- und Rückweg berücksichtigt werden. In der Gesamtheit ergibt sich ein Empfangsspektrum, welches in Abbildung 3.05 dem Sendespektrum gegenübergestellt ist. Aus den gezeigten Spektren resultieren integrale Leistungen für Frequenzen oberhalb von 1 GHz von  $P_{TX-ges} = 96 \mu W$  beziehungsweise  $P_{RX-ges} = 0,935 \text{ aW}$ , was einer zu erwartenden Dynamik zwischen Sendeleistung und empfangener Signalleistung von rund 140 dB entspricht. Bei der Bewertung dieses Ergebnisses sind folgende Punkte zu berücksichtigen:

- Die dielektrische Dämpfung des analysierten Phantommaterials liegt etwas über den zu erwartenden Werten für biologisches Gewebe.
- Die Größe des Ziels sowie dessen dielektrischer Kontrast zur Umgebung wirken sich stark auf die Messdynamik aus
- Die integrale Spektralleistung der in Abbildung 3.05 dargestellten Spektren wird nur für Frequenzen oberhalb von 1 GHz berechnet, um den Bezug zu realen Antennenbandbreiten zu wahren.
- Ein Antennengewinn wurde nicht angenommen.

Zum Vergleich wurde die Rechnung wiederholt, wobei die Zielumgebung durch ein Fettäquivalent niedriger Permittivität mit  $\epsilon_{r2} = 5 - j0,5$  und das Ziel durch eine ideal reflektierende Kugel doppelten Durchmessers ersetzt wurde. Die Mittelpunktstiefe  $t$  blieb unverändert. Bei analoger Sendeleistung ergibt sich nun die Empfangsleistung zu  $P_{RX-ges} = 18 \text{ pW}$  beziehungsweise die Dynamik zu rund 67 dB. Dieser nennenswerte Ergebniskontrast beider Betrachtungen von 73 dB entsteht durch radikal geänderte Simulationsbedingungen und soll einen Minimalwert der zu erwartenden Dynamik definieren. In der Realität ist, abgesehen von Versuchsszenarien, weder mit derart großen noch idealen Radarzielen

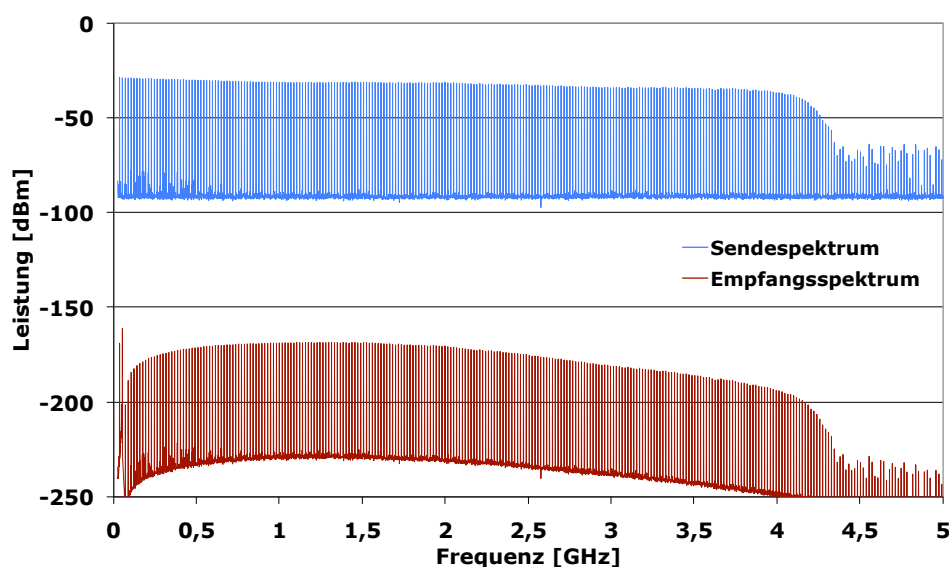


Abb. 3.05: Sende- und Empfangsspektrum eines simulierten M-Sequenz-Radarszenarios entsprechend Abb. 3.04. Simulationsparameter werden im Text spezifiziert.

zu rechnen. Ebenso wird das Ziel nur in Extremfällen im niederdielektrischen und somit verlustärmeren Fettgewebe angeordnet sein. Eine sorgsame Abwägung der anatomischen Gegebenheiten aus Sicht elektromagnetischer Wellen lässt folglich eine Dynamik von deutlich über 100 dB erwarten. Deren Obergrenze unterliegt, gemessen an biologisch-physikalischen Randbedingungen, keinerlei Restriktionen, so dass die Detailtreue der Messergebnisse generell durch die Empfindlichkeit des Messsystems begrenzt wird. Als Konsequenz der vorangehenden Betrachtungen bestehen weitreichende Anforderungen an die Systemdynamik, um eine zuverlässige Detektion biologischer Gewebearomalien zu garantieren. Möglichkeiten, die Strahlungsleistung effizient zu nutzen, sind demnach von großer Relevanz. Eine naheliegende Option bietet die Minimierung der Reflexion an dielektrischen Grenzflächen. Eine notwendige Bedingung hierfür ist die dielektrische Anpassung zwischen Quelle und Zielumgebung. Dazu muss sich eine Antennenapertur im Inneren eines Koppeldielektrikums befinden, welches möglichst ähnliche dielektrische Eigenschaften zur Zielumgebung aufweisen muss und mit dieser in direktem Kontakt zu stehen hat. Hierdurch ist, gemessen an den Gleichungen (3.5) und (3.6), eine Minimierung des Reflexionsfaktors möglich, was zu einer Erhöhung der Systemdynamik um bis zu 10 dB führen kann.

Im Gegensatz zur bisher beschriebenen Ferndetektion erfordert letztgenannter Ansatz deutliche Veränderungen im Messaufbau. Die Antenne kann und sollte durch das Einbetten in ein Koppeldielektrikum direkt auf die Zielumgebung aufgesetzt werden, wodurch dieser Ansatz einer Kontaktdetektion entspricht (vgl. Kapitel 2.3). Die Illustration eines vereinfachten Szenarios befindet sich in Abbildung 3.01.B und ist dort direkt dem Schema einer vereinfachten Ferndetektion gegenübergestellt. Sowohl für die Signalausbreitung als auch für die genutzten Antennen ergeben sich wesentliche Veränderungen. Durch das Einbringen in ein Koppeldielektrikum wird die Signalwellenlänge bereits in der Antenne entsprechend Gleichung (3.3) verkürzt. Folgerichtig kann die effektive Antennengröße analog zur Wellenlängenverkürzung reduziert werden. Dieser Umstand stellt in Bezug auf anatomische Größen eine notwendige Bedingung dar, ohne die eine reale Umsetzung aufgrund unvereinbarer Größenunterschiede zwischen der Zielumgebung, hier der Brust, und den Antennen unmöglich werden würde. Für den Antennenentwurf ergeben sich daraus spezielle Randbedingungen, die in Kapitel 4 genauer erläutert werden. Daher wird die Antenne vorerst als reine Signalquelle abstrahiert. Neben der Verringerung dielektrischer Grenzflächeneffekte profitiert die Kontaktdetektion von der deutlich reduzierten Distanz zwischen Antenne und Ziel. Dadurch wird die verfügbare Quellleistung in der Zielregion auf eine geringere Fläche projiziert, wodurch am Ziel höhere Leistungsdichten erreicht werden. Die Messdynamik verringert sich dabei um bis zu 45 dB, ausgehend von einem ursprünglichen Antennenabstand zur Zielumgebung von  $h = 300$  mm. Allein durch das Ersetzen der Ferndetektion durch eine Kontaktdetektion ergibt sich also eine mögliche Verbesserung der Signaldynamik um 55 dB (vgl. Kapitel 8.1).

Bei der Betrachtung bistatischer Radarszenarien ergeben sich weitere Vorteile zugunsten einer Kontaktdetektion. Bei einer Ferndetektion befindet sich der direkt überkoppelnde Kanal zwischen Sende- und Empfangsantenne in der als verlustlos angenommenen Messumgebung. Bei einer Kontaktdetektion verläuft dieser innerhalb des verlustbehafteten Koppeldielektrikums oder der Zielumgebung. Somit wird das Übersprechen der An-

tennen nicht nur durch dielektrische Verluste gedämpft, sondern wird auch durch die Verlängerung des direkt koppelnden Kanals durch die Skalierung der Wellenlänge geschwächt. Dies hat einen unmittelbaren Einfluss auf die Empfangsempfindlichkeit, die unter anderem maßgeblich durch die frühzeitige Sättigung des Empfängers durch überkoppelnde Sendesignale begrenzt wird. Eine Abschätzung möglicher Absenkungen des Übersprechens wird in Kapitel 8.1 anhand von Messungen gegeben.

Unabhängig von Dynamikbetrachtungen birgt die Ferndetektion große Herausforderungen bezüglich der Signalauswertung. Übliche Algorithmen basieren auf der Ausbreitungstheorie von Kugelwellen und liefern folglich bei Beugungs- und Brechungsphänomenen unzureichende Lösungsqualitäten. Eine Rekonstruktion der Zielposition wäre somit auf absehbare Zeit extrem schwierig. Dieses Problem relativiert sich bei der Verwendung einer Kontaktdetektion, bei der eine Wellenbrechung an der Oberfläche der Zielumgebung ausbleibt. Für Grundlagenversuche mit niederdielektrischen Zielumgebungen bietet die Ferndetektion hingegen offenkundige Vorteile. Für erfolgreiche Messungen werden lediglich zwei konventionelle Antennen und eine Positionierungsvorrichtung zur Erzeugung einer synthetischen Apertur benötigt, während eine Kontaktdetektion spezielle dielektrisch angepasste und miniaturisierte Antennenarrays voraussetzt.

Als Konsequenz aller in diesem Kapitel gezeigten Betrachtungen erscheint die Verwendung einer Ferndetektion für die bestehende Aufgabe der Brustkrebsdetektion nur für Grundlagenversuche als sinnvoll. Aus Sicht der Antennenentwicklung ist daher für derartige Anwendungen der Entwicklung miniaturisierter und dielektrisch angepasster Aufsetzantennen der Vorzug zu geben, mit denen Ziele im Inneren des Körpers durch eine dielektrische Bildgebung optimal zu detektieren sind.

### 3.2 Dielektrische Materialien für Antennenanwendungen und Phantome

Für das im voranstehenden Kapitel beschriebene und favorisierte Verfahren der Kontaktdetektion ist die Anwendung dielektrischer Koppelmedien sowohl zur Verringerung von Reflexionen an Materialschnittstellen als auch zur dielektrisch basierten Antennenminiaturisierung (vgl. Kapitel 4.1 und 4.2) quasi zwingend notwendig. Bei der Auswahl möglicher Stoffe steht daher ein ausgewogenes Verhältnis von Reflexionsminimierung, entsprechender dielektrischer Skalierung und dielektrischen Verlusten im Vordergrund. Unter diesen Aspekten ist für eine dielektrische Bildgebung eine umfassende Kenntnis der dielektrischen Eigenschaften der involvierten Stoffe erforderlich. Für eine dielektrische Anpassung zwischen Messumgebung und Zielumgebung müssen in Bezug auf humanmedizinische Anwendungen zunächst menschliche Gewebe, entsprechend der Themenausrichtung insbesondere im Bereich der Brust, charakterisiert werden. In der Literatur [43,45] finden sich zunächst übereinstimmende Angaben über die für eine Brustkrebsdetektion wesentlichsten Gewebe: gut- und bösartige Tumoren, Drüsengewebe und Fettgewebe. Die in Tabelle 3.01 gegenübergestellten Werte sind jeweils bei 3,2 GHz ermittelt worden und spiegeln durch ihre Varianz die individuellen Unterschiede wider. Davon unabhängig wurden Probandenmessungen zur oberflächlichen Permittivitätsbestimmung durchgeführt, um für weitere Bewertungen breitbandige Vergleichsdaten zu erhalten. Abbildung 3.06 zeigt eine nach  $\varepsilon'$  erfolgte Gegenüberstellung der Messungen von Probanden und von destilliertem Wasser, die jeweils mit einem koaxialen Testsystem durchgeführt wurden. Der mittlere Frequenzgang der Probandenmessung beträgt  $\varepsilon' = 31 \pm 7$  innerhalb eines Frequenzbereiches von 1 ... 10 GHz, was einer zu Wasser vergleichbaren Varianz von rund 27 % entspricht. Der mittlere Verlustwinkel, welcher nicht explizit dargestellt ist, beträgt etwa 0,3 und liegt damit im Bereich von destilliertem Wasser. Die effektive Messtiefe des Testsystems konnte, exemplarisch für 3 GHz, durch numerische Simulationen zu  $t_{P=-10dB} = 1,35$  mm bestimmt werden. Die Probandenmessungen repräsentieren also lediglich die oberen Hautschichten, die jedoch für eine dielektrische Anpassung zur Antenne von vordergründiger Bedeutung sind.

Ein Vergleich der Messwerte mit den tabellierten Daten zeigt ferner eine gute Übereinstimmung mit dem in fortschreitender Tiefe anzutreffenden Drüsengewebe. Der altersabhängigen Physiologie ist zu entnehmen, dass jüngere Frauen generell einen deutlich größeren Anteil des gut durchbluteten Drüsengewebes in der Brust aufweisen, während bei älteren Personen vermehrt Fettgewebe anzutreffen ist. Dieser Umstand hat unmittelbaren Einfluss auf die integrale Permittivität der Brust, die folglich bei Jüngeren höher ausfällt als bei Älteren. Durch eine erschwerte konventionelle Diagnostik von Mammakarzinomen gerade bei jüngeren Patientinnen und der damit erhöhten Gefahr von Fehldiagnosen tragen wir diesem Umstand verstärkt Rechnung, so dass der in Abbildung 3.06 dargestellte dielektrische Mittelwert der Probandenuntersuchung, eher jüngeren Personen entsprechend, die Referenz für potentielle Koppelmedien für eine dielektrische Anpassung der Antennen an die Zielumgebung darstellt.

In Ermangelung aussagekräftiger Literatur bezüglich hochfrequenter Materialeigenschaften entstand in der Folge ein umfangreicher Datensatz von Permittivitätsinformationen zuvor charakterisierter Stoffe [11,46]. Unter Berücksichtigung des Messverfahrens mit



Tabelle 3.01

Gewebetyp	Drüsengewebe	Fett	gutartiger Tumor	bösartiger Tumor
$\varepsilon'$ [43]	9,8 - 46	2,8 - 7,6	15 - 67	9 - 59
Leitfähigkeit [43] [mS/cm]	3,7 - 34	0,5 - 2,9	7 - 49	2 - 43
$\varepsilon'$ [45]	11 - 34	4 - 9	16 - 65	10 - 58

Permittivität und Leitfähigkeit verschiedener Gewebearten unterschiedlicher Literaturquellen, jeweils für 3,2 GHz ermittelt.

einer Koaxialsonde wurden zunächst ausschließlich flüssige oder weichelastische Stoffe untersucht, um Messfehler durch Lufteinschlüsse zwischen Probenkörper und Sondenapertur zu vermeiden. Eine repräsentative Auswahl vermessener Stoffe ist in Abbildung 3.07 in Form ihrer Permittivitäten  $\varepsilon'$  zusammengestellt. Als Besonderheit der Messungen zeigte sich das Fehlen von Stoffen mit mittlerem Wertebereich zwischen  $\varepsilon' = 30 \dots 60$ , welcher unterhalb von Ketonen, Alkoholen und Fetten und oberhalb von wasserdominierten Verbindungen begrenzt wird.

Starke Frequenzabhängigkeiten der Permittivität stellten ein weiteres Merkmal vieler Stoffe dar, die infolgedessen als Dielektrikum für UWB-Antennen ausscheiden. Ein annähernd homogener Frequenzgang der Permittivität hat sich bei breitbandigen numerischen Simulationsversuchen als notwendige Bedingung für einen erfolgreichen Antennenentwurf herausgestellt. Von den untersuchten Proben erfüllte nur die Stoffgruppe der Ketone diese Voraussetzung. Die geringste Abweichung zur Referenzgröße wies dabei Aceton (99 %iges Dimethylketon,  $C_3H_6O$ ) auf. Bei dieser Flüssigkeit handelt es sich um ein landläufig verwendetes nicht leitendes Lösungsmittel mit einer mittleren Permittivität von  $\varepsilon' = 22$  und einer Variation von  $\Delta\varepsilon' = 5$  im Frequenzbereich von 0,1 ... 10 GHz, wie in Abbildung 3.08 gezeigt wird. Die Wellenlängenverkürzung, wichtig für das in Kapitel 4.2 beschriebene Konzept geometrisch kleiner Antennen, beträgt im Mittel  $\sqrt{\varepsilon'} \approx 4,7$ . Der dielektrische Verlustwinkel, ebenso ersichtlich aus Abbildung 3.08, liegt im Bereich von 60 % verglichen mit destilliertem Wasser, was zu den in Abbildung 3.09 dargestellten Streckendämpfungen führt. Diese Werte sind akzeptabel, da die Antennenminiaturisierung zu kurzen Signalwegen im Antennenmedium führt. Durch die beschränkte Biokompatibilität des Acetons muss es im Anwendungsfall mit einer dünnen Folie von der Ziel- und Messumgebung separiert werden. Generell ist die Reaktionsfreudigkeit von Aceton bei der Auswahl aller Werkstoffe zu beachten, die im Zuge von Experimenten oder Antennenentwürfen mit ihm in Verbindung kommen. Die optische Transparenz hingegen erleichtert die Handhabung bei allen Experimenten, bei denen Antennen komplett in das Medium eingetaucht werden müssen.

Ungeachtet dieser positiven Beurteilung bleibt die Suche nach Alternativstoffen interessant. Insbesondere mit Blick auf die biologische Verträglichkeit, dielektrische Verluste

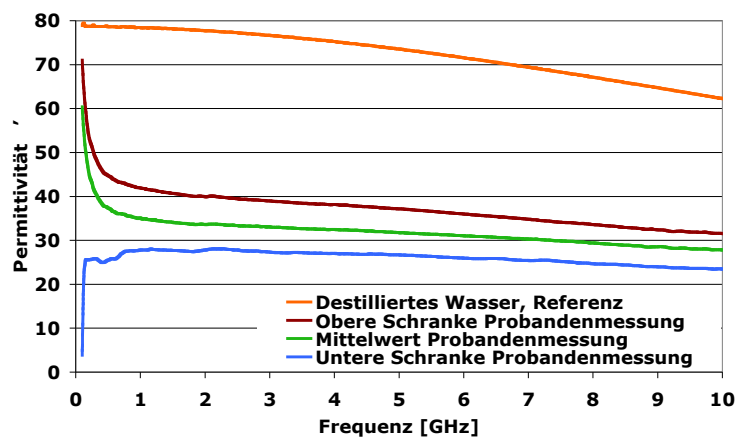


Abb. 3.06: Frequenzabhängige Verläufe der Permittivität von Probandenmessungen der weiblichen Brust unter Berücksichtigung biologisch und experimentell bedingter Varianzen (Angabe obere und untere Schranke). Als Vergleichswert dient destilliertes Wasser.

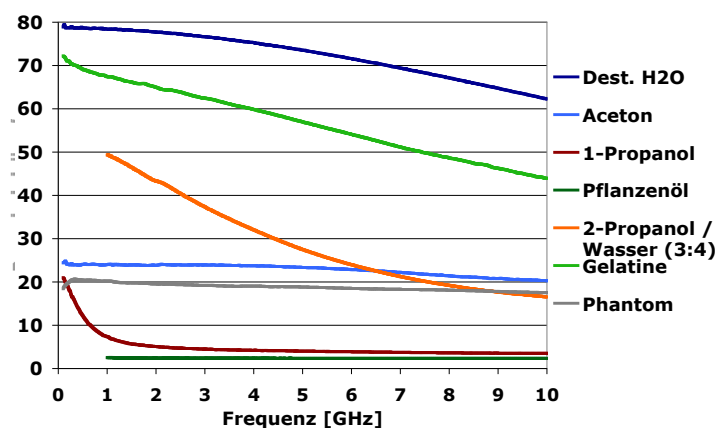


Abb. 3.07: Frequenzabhängige Verläufe der Permittivitäten verschiedener Stoffe, ermittelt durch Messungen unter Zuhilfenahme einer Koaxialsonde. Das Phantommaterial besteht aus einer Öl-Gelatine-Komposition mit einem Mischungsverhältnis von 55 : 43 (Öl : Wasser).

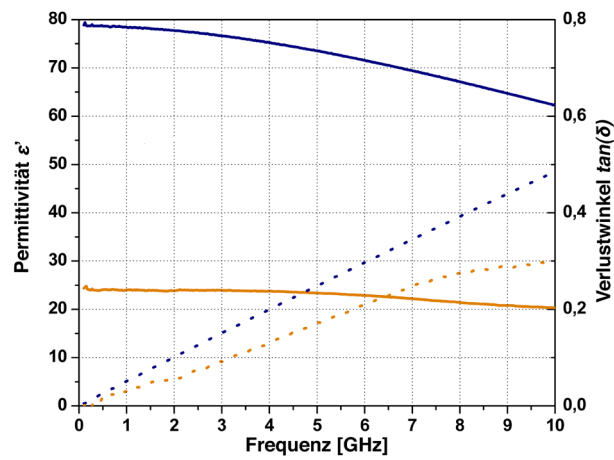


Abb. 3.08: Gegenüberstellung der Permittivitäten (durchgehende Kurven) und Verlustwinkel (gepunktete Kurven) von destilliertem Wasser (blaue Kurven) und Aceton (orangefarbige Kurven).

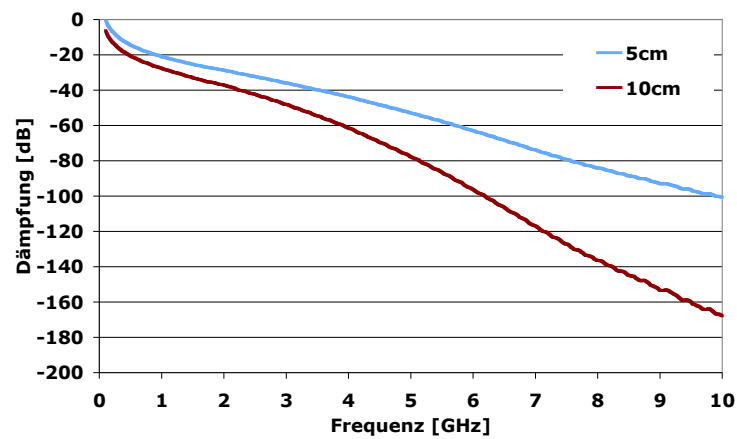


Abb. 3.09: Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Streckendämpfung von Aceton für verschiedene Kanallängen.

und die absolute Größenordnung der Permittivität, entscheidend für den Entwurf geometrisch kleiner Antennen (vgl. Kapitel 4.2), sind Verbesserungen wünschenswert.

In Anlehnung an biologische Phantome, die im Rahmen des Projektes entwickelt wurden [47-50] und bereits Erwähnung fanden, ist auch ein biokompatibles Dielektrikum mit variabler Permittivität nutzbar geworden. Dabei handelt es sich um eine Öl-Gelatine-Komposition, die durch verschiedene Additive bezüglich Konsistenz und Haltbarkeit optimiert wurde. Der diffizile Herstellungsprozess ist in Abbildung 3.10 schematisch dargestellt. Dieser beginnt mit einer flüssigen Phase des Stoffverbundes während der Herstellung und endet mit dem Aushärten innerhalb einer frei definierbaren Form. Das Endprodukt präsentiert sich in einer typisch nicht transparenten und dauerelastischen Konsistenz, wodurch es sich hervorragend sowohl als Brustäquivalent und auch als Koppel- und Antennendielektrikum eignet. Trotz des Einsatzes von Konservierungsmitteln zeigt die Substanz deutliche Alterungserscheinungen wie Schwund und Verfärbungen, denen durch eine kühlfeuchte Lagerung bedingt begegnet werden kann. Auf Metalle, wie Stahl, Kupfer und Messing, wirkt es nicht zuletzt durch die Neigung zum Schwitzen korrodierend. Die dielektrischen Eigenschaften werden trotz einer Vielzahl von Bestandteilen maßgeblich von dem Verhältnis aus destilliertem Wasser und Öl bestimmt. Bei einer Variation des Wasseranteils zwischen 19 ... 90 % ergeben sich im Mittel für Frequenzen zwischen 1 ... 4 GHz Permittivitäten von  $\epsilon' = 8 \dots 59$  respektive  $\epsilon'' = 0,5 \dots 11$ . Während jene Variabilität für die Herstellung individueller Phantome von großem Vorteil ist, bietet diese auch die Grundlage eines biokompatiblen Antennendielektrikums, welches dielektrisch so gut wie möglich an die Parameter des Acetons angenähert werden kann, und somit einen bivalenten Gebrauch beider Stoffe innerhalb eines Antennenentwurfes ermöglicht. Bei einem Mischungsverhältnis von 55 : 43 (Öl : Wasser) wird eine gute Ähnlichkeit erreicht (vgl. Abbildung 3.07), obgleich ein abweichender Frequenzgang und höhere dielektrische Verluste im Vergleich zu Aceton ( $\tan(\delta_{phantom}) = 0,28$ ;  $\tan(\delta_{ace}) = 0,17$  bei 5 GHz) festgestellt wurden. Für Kanal-längen von 5 beziehungsweise 10 cm ergaben sich zusätzliche Dämpfungen, verglichen mit Aceton, von 5 ... 8 dB respektive 10 ... 15 dB, wie aus einem Vergleich der Abbildungen 3.09 und 3.11 entnommen werden kann. Die Biokompatibilität der in Kombination mit diesem Material einsetzbaren Antennen wurde also faktisch mit einer Reduktion des Wirkungsgrades um bis zu 75 % (pro Antenne, basierend auf einer additiven Dämpfung von ca. 6 dB) erkaufte. Der Einsatz dieses Materials ist folglich als Kompromiss zu betrachten, der einerseits eine optimale Realisierung einer biokompatiblen dielektrischen Anpassung erlaubt und andererseits die Nutzung bereits für Aceton optimierte Messaufbauten ermöglicht.

Dieser Kompromiss sollte im weiteren Fortgang dieser Arbeit durch den Ersatz des Acetons und der Öl-Gelatine-Komposition mit einem alternativen, hochdielektrischen und verlustarmen Material umgangen werden. Diese Eigenschaften können fast ausschließlich Keramiken zugeordnet werden. Der triviale Ansatz, Keramikpulver zu verwenden, welches ein ähnliches Handhabungspotential bietet wie eine Flüssigkeit, scheiterte an der niedrigen Permittivität ( $\epsilon' < 10$ ) der untersuchten Materialien  $TiO_2$ ,  $BaTiO_3$ ,  $Al_2O_3$  und dem kommerziellen Produkt *LF-085* [51]. Weder verdichtete Pulver noch Suspensionen führten zu dielektrischen Eigenschaften ähnlich denen gesinterter Materialien. Neben verschiedenen keramischen Pulvern war lediglich das Material *LF-085* als gesinterte Probe

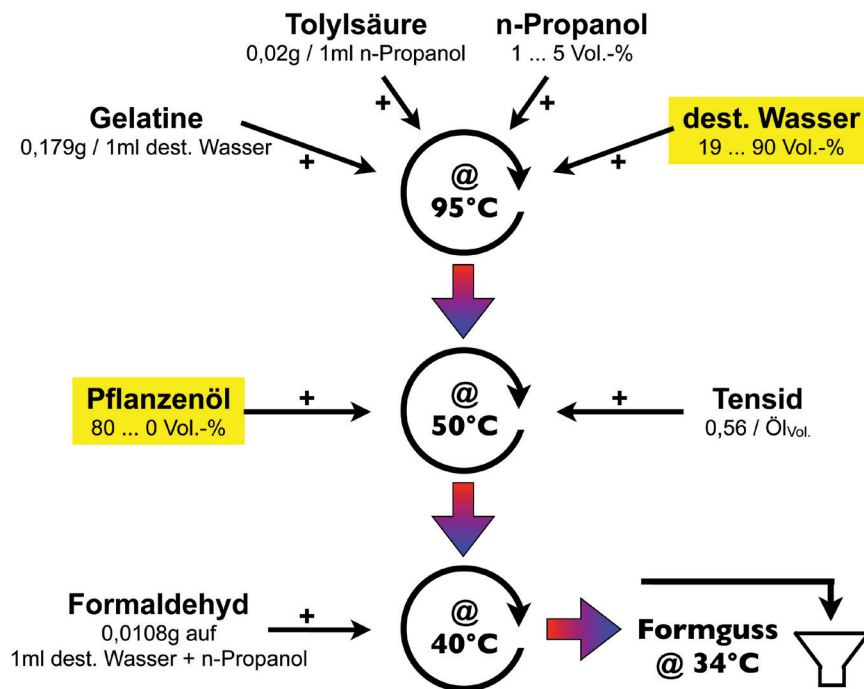


Abb. 3.10: Herstellungsschema von Phantomkörpern auf Öl-Gelatine-Basis. Hauptkomponenten mit maßgebendem Einfluss auf die Materialeigenschaften sind farblich hervorgehoben [47].

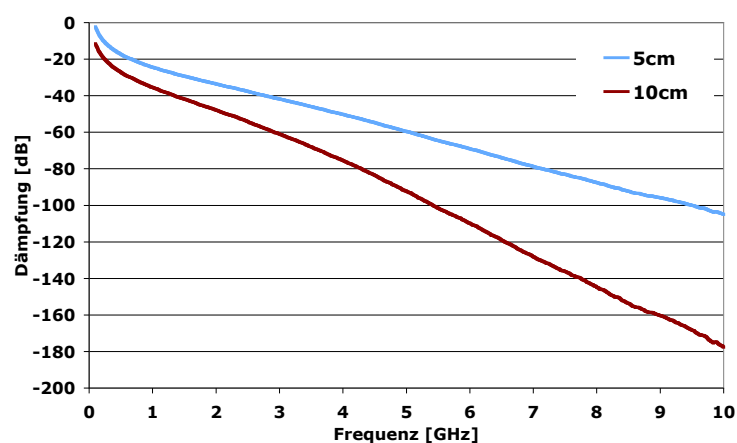


Abb. 3.11: Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Streckendämpfung eines Öl-Gelatine basierten Phantoms für verschiedene Kanallängen. Spezifisches Mischungsverhältnis (Öl : Wasser) entsprechend 55 : 43.



Abb. 3.12: Presswerkzeug zum keramischen Trockenpressen mit gesintertem und einseitig polierten Zylinder ( $\varnothing$  20 mm x 20 mm) aus Keramik zur dielektrischen Materialcharakterisierung.

ausreichender Größe (20 mm Durchmesser x 20 mm Höhe) verfügbar, um dessen dielektrische Eigenschaften zu untersuchen. In Abbildung 3.12 ist die Probe neben einem speziell zur Herstellung entworfenen Presswerkzeug abgebildet. Durch das Planpolieren einer der Oberflächen des Prüflings konnten Messungen mit einer hochpräzisen Koaxialsonde (*Agilent Dielectric Probe Kit 85070E*) durchgeführt werden. Für den Frequenzbereich von 0,5 ... 10 GHz wurden dabei Werte im Bereich von  $\epsilon' = 57 \dots 64$  ermittelt. Diese Größenordnung konnte durch eine Resonanzmessung bestätigt werden, bei welcher der Prüfling als dielektrischer Resonator betrieben wurde [52]. Eine adäquate Messung der Verluste war durch die Speicherung der eingebrachten Energie, bedingt durch eine zu geringe Probengröße und offenbar niedrige Verluste, nicht möglich. Im Gegensatz zu Aceton liegt die absolute Größenordnung der Permittivität des vorliegenden Keramikmaterials etwa um den Faktor zwei oberhalb der festgelegten Zielgröße auf Gewebebasis. Daraus resultiert eine geringfügige dielektrische Fehlanpassung, die im Mittel eine tolerable Leistungsreflexion von 4 % verursacht. Der Mehrwert hingegen liegt, neben der Erwartung geringer Verluste, in der Möglichkeit einer deutlich gesteigerten dielektrischen Skalierung (vgl. Kapitel 4.2). Der Verkürzungsfaktor läge im Vergleich zu Aceton ( $VF_{ace} = 4,7$ ) mit  $VF_{LF-085} = 7,75$  um etwa 65 % höher.

Die Herausforderung bei der Verwendung keramischer Materialien liegt in einem komplexen Herstellungsprozess, der eine genaue Kenntnis technischer Parameter wie Verdichtung, Schwindung und Sinterprofil voraussetzt. Diese Parameter wurden in Vorversuchen anhand eines zylindrischen Presslings mit einem Gründurchmesser von 25 mm und einer Höhe von 20 mm bestimmt. Bei einem Pressdruck von 65 bar ergab sich eine Gründichte von  $3,17 \text{ g/cm}^3$ . Im sich anschließenden Sinterprozess wurde als Temperaturprofil eine Aufwärmphase von 5,5 h bis auf  $1100^\circ\text{C}$  bei anschließender vierstündiger Haltedauer gewählt, dem ein ausgedehnter Abkühlungsprozess von vier Stunden folgte. Das Werkstück wies anschließend einen Schwund von 18,5 % im Querschnitt und 24,7 % in der Höhe auf, die Dichte ergab sich zu nunmehr  $5,6 \text{ g/cm}^3$ . Das Material ist von mittlerer Härte und lässt sich unter erhöhtem Verschleiss auch mit *TiAlN*-beschichteten Vollhartmetallwerkzeugen bei extrem niedrigen Zustellungen und hohen Drehzahlen ( $> 20.000 \text{ U/min}$ ). bear-

beiten. Eine hohe Schneidenzahl und eine Torusform des Werkzeugs verbessern das Bearbeitungsergebnis. In Spiralbohrerform gestaltete Schneiden versagten hingegen. Sofern in geeigneten Abmessungen verfügbar, zeigte sich der Einsatz von diamantbesetzten Werkzeugen als deutlich überlegen. Ein weiterer Technologieschritt ist zu berücksichtigen, wenn der Keramikkörper zu metallisieren ist.

Drei grundlegende Konzepte wurden hierzu untersucht. Zum einen kann auf *LTCC* Leitpasten zurückgegriffen werden, die durch einen Niedertemperaturprozess auf eine Keramik aufgebracht werden können. Für eine optionale Kontaktierung ist auf eine Lötbarkeit der Oberfläche zu achten. Dieses Vorgehen hat den Vorteil einer höheren Haftfestigkeit, erfordert aber eine nochmalige Temperaturbelastung der Keramik von bis zu 900°C. Aufgrund einer daraus resultierenden Gefahr von thermischen Spannungsschäden und eines komplexeren Prozesses wurde zunächst auf diesen Weg verzichtet. Eine Alternative ist eine Metallisierung auf galvanischer Basis. In diesem zweistufigen Prozess wird zunächst eine geschlossene Lage Silberleittack auf die entfettete Keramik aufgetragen. Anschließend wird elektrochemisch eine gewünschte Schichtdicke Kupfer aufgetragen, die eine sowohl mechanisch robuste als auch lötfähige Oberfläche erzeugt. Bei der in einem Zwischenschritt abermals erforderlichen Entfettung ist auf einen elektrolytischen Prozess zu verzichten. Die auftretende Gasbildung führt zu einem Haftungsverlust der Silberleitschicht auf der Keramik, was ein vollständiges Ablösen der Metallisierung zur Folge hätte. Als Alternative ist eine Seifenentfettung zu bevorzugen. Auch dann ist jedoch die Haftfestigkeit der finalen Metallisierung auf der Keramik begrenzt und sollte lediglich der elektrischen Leitfähigkeit und Kontaktierung dienen. Eine weitere Alternative, in hoher Ähnlichkeit zur vorangehenden Beschreibung, ist ein zweistufiger Prozess auf Palladium-Basis. Anstelle des Silberleittacks wird eine nanometerdünne Palladiumschicht aufgebracht, die einem anschließenden galvanischen Kupferprozess als Basis dient. Der Vorteil liegt in der extrem niedrigen Schichtdicke der Aktivierungsschicht, wodurch sich der Hochfrequenzstrom maßgeblich in der günstigeren Kupferschicht ausbreitet. Im Falle einer Aktivierung mit Silberleittack würde sich der Hochfrequenzstrom, bedingt durch den Skineffekt, nur im ungünstigeren, aber mikrometerstarken Lack anstatt in der Kupferschicht ausbreiten. Ungeachtet des Metallisierungsprozesses sollte die mechanische Befestigung eines entsprechend präparierten keramischen Bauteils über eine formschlüssige Halterung erfolgen. Resultierend aus den vorangestellten Handhabungshinweisen zeigt sich die Beherrschbarkeit des vorliegenden Materials sowohl in der Sinterung als auch in der Nachbearbeitung. Daher kann es als Koppel- und Antennendielektrikum auch für komplexe Antennenstrukturen verwendet werden. Eine detaillierte Beschreibung eines hieraus resultierenden Entwurfs- und Formgebungsprozesses findet sich in Kapitel 5.3.

Der hier beschriebene Umfang dielektrischer Materialien hat keineswegs einen Anspruch auf Vollständigkeit. Gerade im Hinblick auf moderne Werkstoffentwicklungen besteht ein ständiges Potential alternativer Ansätze. Zu berücksichtigen bleibt, dass jeder neue Stoff einen umfangreichen Charakterisierungsprozess durchlaufen muss und gegebenenfalls, wie anhand der Keramik *LF-085* beschrieben, zeitaufwändige und teils kostenintensive Prozessoptimierungen für eine erfolgreiche Handhabung erfordert. Aus dieser Erkenntnis heraus beruhen alle im Folgenden beschriebenen Entwicklungen auf den drei in diesem Kapitel beschriebenen Materialien.

### 3.3 Spezielle Bedingungen in Magnetresonanztomografen

Magnetresonanztomografen, häufig auch Kernspintomografen genannt, gehören prinzipbedingt zu den physisch mächtigsten diagnostischen Geräten der Medizintechnik. Dies ist bei dem aktuellen Stand der Technik unumgänglich, da erst durch den Einsatz starker externer Magnetfelder die kernmagnetische Resonanz für eine Bildgebung nutzbar gemacht werden kann. Um die in Kapitel 6 beschriebene Komplexität realer Antennenentwürfe für MR-Anwendungen hinreichend nachvollziehen zu können, soll in diesem Kapitel ein kurzer Einblick in die Funktionsweise und somit auch in die spezifischen Anforderungen an Antennen für einen Einsatz in MR-Scannern gegeben werden.

Für die Grundausrichtung der Kernspins im zu untersuchenden Gewebe wird durch die annähernde Proportionalität von Signal-zu-Rausch-Verhältnis und Feldstärke ein hohes statisches Magnetfeld benötigt, dessen magnetische Induktion typischer Weise im Bereich von  $B_0 = 1 \dots 7$  Tesla (T) liegt und im allgemeinen durch supraleitende Spulen erzeugt wird. Die magnetischen Momente der im Feld befindlichen Kerne werden dabei parallel zur Flussrichtung ausgerichtet. Um die so orientierten Atomkerne aus ihrer Ruhelage ausulenken, wird ein weiteres Magnetfeld benötigt. Bei der gepulsten Kernresonanz wird zu diesem Zweck ein Hochfrequenzimpuls verwendet. Diese Störung des Gleichgewichts bewirkt eine anschließende Präzession der Kernmagnetisierung um den Vektor des magnetischen Grundfeldes mit der sogenannten Larmor-Frequenz [53]. Diese Präzession kann durch Induktion in externen Empfangsspulen leicht nachgewiesen werden. Diese Anregung der Kernspins erreicht ihr Maximum, wenn die Trägerfrequenz des externen HF-Impulses mit der Larmor-Frequenz der zu untersuchenden Atomkerne übereinstimmt (Resonanz). Für die am häufigsten im menschlichen Körper vorkommenden und daher auch meistbetrachteten Wasserstoffkerne ergibt sich diese Frequenz zu 42,577 MHz/T [53].

Um nun verschiedene Gewebearten unterscheiden zu können wird ausgewertet, wie schnell der Magnetisierungsvektor der Atomkerne, welcher nach der Auslenkung beziehungsweise während der Präzession neben der Längskomponente auch eine Querkomponente aufweist, wieder in die Ausgangslage zurückkehrt. Dabei unterscheidet man zwischen Quer- und Längsrelaxationszeit. Die Längsrelaxationszeit  $T_1$  beschreibt, wie schnell sich die ausgelenkten Kernachsen wieder parallel zum Grundfeld  $B_0$  ausrichten. Dieser Prozess ist mit einer Energieabgabe verbunden und abhängig von dem Molekül beziehungsweise dem Kristallgitter, in dem sich der jeweilige Kern befindet und trägt daher auch den Namen Spin-Gitter-Relaxation. Der Zeitverlauf dieses Abklingvorgangs ist im allgemeinen exponentiell und erreicht, je nach menschlichem Gewebe, eine Zeitkonstante  $T_1$  zwischen 0,15 ... 1 s [53]. Neben der longitudinalen Relaxation kann auch die Querre- laxation beziehungsweise  $T_2$ -Relaxation zur Gewebedifferenzierung herangezogen werden. Unmittelbar nach der Auslenkung aus der Ruhelage durch den HF-Impuls bewegen sich die Kerne gleichphasig um die Achse des Grundfeldes, was zu einer messbaren konstruktiven Überlagerung der synchron umlaufenden Quermagnetisierungen führt. Durch fluktuierende Felder aufgrund von Stößen zwischen benachbarten Kernspins der Moleküle wird diese gleichphasige beziehungsweise synchrone Bewegung um den Vektor des Grundfeldes gestört. Somit verliert sich die konstruktive Überlagerung der anhaltend prä-



senten Quermagnetisierungen der Einzelkomponenten über die Zeit, so dass diese außen nicht mehr nachgewiesen werden kann. Wichtig ist zu bemerken, dass diesem irreversiblen Prozess kein Energieverlust zugrunde liegt. Typische Querrelaxationszeiten in menschlichem Gewebe liegen im Bereich von  $T_2 = 30 \dots 120$  ms [53]. Die Beschreibung spezifischer Messsequenzen zur Bestimmung von  $T_1$  beziehungsweise  $T_2$  würde den Rahmen dieses Kapitels sprengen, weshalb für Detailinformationen auf [53] verwiesen wird.

Obwohl sich die Bestimmung von  $T_1$  bzw.  $T_2$  für eine Differenzierung von Gewebe eignet, ist hiermit noch keinerlei Ortsauflösung verbunden. Hierfür wird eine dritte Art von Magnetfeldern benötigt, die weitläufig als Gradientenfelder bekannt sind. Diese räumlich linear verlaufenden Magnetfelder mit den Gradientenrichtungen  $G_x$ ,  $G_y$ , und  $G_z$  werden durch ein sekundäres Spulensystem innerhalb des MR-Scanners mittels leistungsfähiger Stromverstärker erzeugt und können im räumlichen Feldmaximum Anstiegsflanken von mehreren Dutzend Tesla pro Sekunde erreichen. Um eine dreidimensionale Ortsauflösung zu erreichen, werden drei in ihrer Orientierung verschiedene Gradientenfeldvektoren verwendet, die eine Ebenen-, Zeilen- und Spaltenauflösung ermöglichen. Ein Gradient  $G_s$  variiert die Larmor-Frequenz ebenenweise während der Anregung, womit jeweils nur die Kerne eines zweidimensionalen Schnittes zur Präzession angeregt werden. Die Richtung von  $G_s$  kann durch lineare Superposition der Gradienten  $G_x$ ,  $G_y$ , und  $G_z$  frei gewählt werden. Damit ist die Erzeugung von Schnittbildern in jeder denkbaren Orientierung im Körper möglich. Dies ist ein wesentliches Charakteristikum der Magnetresonanztomografie, welches mit der Computertomografie (CT) nicht realisiert werden kann.

Ein weiterer Gradient  $G_P$ , senkrecht zu  $G_s$ , beeinflusst zeilenweise innerhalb des Schnittes die Phasenlage der Präzessionsbewegung, während ein dritter Gradient  $G_R$ , senkrecht zu  $G_s$  und  $G_P$ , spaltenweise die messbaren Larmor-Frequenzen der bereits präzedierenden Kerne moduliert. Somit ist zunächst im Fourierraum eine genaue Zuordnung der Lage eines jeweiligen Kerns möglich. Für detaillierte Beschreibungen der Bildrekonstruktion wird abermals auf [53] verwiesen.

Der im Rahmen dieser Arbeit zugängliche MR-Scanner verfügt über ein statisches Feld von annähernd 3 T, womit sich die Trägerfrequenz des bis zu 1,5 kW starken HF-Impulses zu 125,3 MHz ergibt. Die zuvor beschriebenen Gradientenfelder erreichen zudem Anstiegsflanken von 50 T/s. Diese Gradientenfelder sind es zunächst, die gemäß dem Faraday'schen Induktionsgesetz beträchtliche Wirbelströme in metallische Oberflächen, wie etwa Antennenstrukturen, induzieren können. Die Wirbelströme wiederum interagieren mit dem statischen Grundfeld  $B_0$ , wobei gemäß dem Gesetz der Lorentzkraft mechanische Momente auf etwaige metallische Strukturen einwirken. Diese Momente können bereits bei Metallflächen der Größe 20 mm x 30 mm Momente im Bereich von 0,045 Nm hervorrufen. Die Größenordnung ist ausreichend, um mechanische Bewegungen mit mehreren Millimetern Amplitude in einer entsprechenden Struktur hervorzurufen, insbesondere für den Fall einer mechanischen Resonanz. Im Falle von Radarantennen hätte dieser Umstand verheerende Auswirkungen auf die Sensitivität und die Messgenauigkeit des Gesamtsystems. Zuletzt würden derartige Wirbelströme in Antennenstrukturen innerhalb des MR-Scanners zu Bildartefakten in der MR-Darstellung führen.

Ein weiteres Risiko für Elektronikkomponenten birgt der leistungsstarke HF-Impuls. Über Antennen empfangen kann dieser sehr leicht zu Übersteuerungen oder gar Beschädigungen der angeschlossenen Empfänger führen. Der zusätzliche Einsatz von Bandstopfiltern oder Antennen starker Selektivität ist folglich anzuraten. Generell ist dem Betrieb aktiver oder passiver Elektronikkomponenten im Wirkungsbereich eines MR-Scanners mit größter Vorsicht zu begegnen. Die Erkenntnis, dass auch kleine Leiterschleifen im Schaltungsdesign zu ungewollter Induktion und somit zur Beschädigung der Baugruppe führen können, ist eine naheliegende Schlussfolgerung ebenso wie das Fernhalten ferromagnetischer Gegenstände. Der Ausfall unbemerkt gebliebener Gerätelüfter kann gleichfalls zur Zerstörung betroffener Komponenten führen.

In der Konsequenz bleibt klarzustellen, dass etwaige Antennenstrukturen, die innerhalb eines MR-Scanners zum Einsatz kommen sollen, weder ferromagnetische Komponenten noch nennenswerte zusammenhängende Metallflächen und Leiterschleifen aufweisen dürfen, was ebenso für Speiseleitungen zu beachten ist. Im Hinblick auf die limitierten geometrischen Abmessungen der zugänglichen Scannerröhre mit einem Durchmesser von ca. 60 cm ist auch auf einen begrenzten Formfaktor zu achten, um eine problemlose Integration in bestehende Scannerkomponenten, wie etwa die Liege, zu garantieren. Diese Umstände stellen große Herausforderungen an einen Antennenentwurf, da sie der eigentlichen Natur einer Antenne, elektromagnetische Energie aus dem Raum aufzunehmen oder abzustrahlen, zuwider laufen. In den Kapiteln 6.1 und 6.2 werden entsprechende Lösungsvorschläge detailliert vorgestellt.



Abb. 3.13: Typischer Magnetresonanztomograf älterer Bauart (Bruker, 1995; Grundfeld: 2,94 Tesla).

# Miniaturisierung und Charakterisierung von UWB-Antennen

# 4

## 4.1 Elektrisch kleine Antennen

In den voranstehenden Kapiteln ist die Bedeutung äußerlich kleiner Antennen für die angestrebten Anwendungen beschrieben worden, wobei der Schwerpunkt für miniaturisierte Antennen ganz klar bei der bildgebenden Brustkrebsdiagnostik zu finden ist. Diese Forderung nach extrem kleinen Antennen führt zunächst zu einigen grundsätzlichen Überlegungen, mit denen die Zusammenhänge zwischen geometrischer Größe, elektrischer Größe, Effizienz und Bandbreite beleuchtet werden sollen. Letztendlich muss die Kernfrage geklärt werden, ob bereits eine elektrisch kleine Antenne als Lösung in Betracht kommt oder ob Lösungen für eine geometrisch kleine, aber elektrisch unskalierte Antenne zu suchen sind.

Zunächst muss der Begriff einer elektrisch kleinen Antenne definiert werden. In der Literatur finden sich hierzu vielfältige Aussagen. Am weitesten verbreitet sind dabei Grenzwerte der Antennendimension von einer Viertel-Wellenlänge, einer Achtel-Wellenlänge oder einem Zehntel der abzustrahlenden Wellenlänge [54]. Der früheste Versuch einer analytischen Lösung dieser Frage erfolgte bereits im Jahr 1947 von H. A. Wheeler [55]. Er beschreibt die kleine Antenne als eine solche, deren Volumen einen kleinen Teil einer Strahlungssphäre mit dem Radius  $r = \lambda / 2 \cdot \pi$  einnimmt [54,56]. Die besondere Bedeutung dieser Sphärengöße ist, dass sie in etwa dem Volumen des reaktiven Nahfeldes der betrachteten Antenne entspricht. Für die Antenne selbst wird festgelegt, dass deren größte Abmessung maximal dem halben Kugeldurchmesser entsprechen sollte, um das reaktive Nahfeld auf das Volumen der Strahlungssphäre zu begrenzen. Somit ergibt sich die Definition einer elektrisch kleinen Antenne nach [54] zu

$$D_{\max} = \frac{1}{2\pi} \lambda \left( \approx \frac{1}{6} \lambda \right), \quad (4.1)$$

wobei  $D_{\max}$  die größte Antennenabmessung und  $\lambda$  die abzustrahlende Wellenlänge beschreibt. Für den in dieser Arbeit dargestellten Anwendungsfall, mit angenommenen Grenzfrequenzen von 1 GHz und 10 GHz und den zugehörigen Wellenlängen von 30 cm und 3 cm, ergeben sich folglich zwei verschiedene Grenzwerte der Antennenabmessungen. Für die untere Grenzfrequenz ergibt sich eine Größe von 4,8 cm und für die obere Grenzfrequenz eine Größe von 0,48 cm. Eine Antenne mit diesen Parametern kann als elektrisch klein bezeichnet werden. Diese konkreten Größen spielen also für einen Antennenentwurf eine entscheidende Rolle. Der Grund ist in den unterschiedlichen Eigenschaften einer elektrisch kleinen und einer elektrisch unskalierten Antenne zu suchen.

Eine elektrisch kleine Antenne verhält sich wie ein verlustbehaftetes Blindelement, also entsprechend einem Kondensator, einer Spule oder einer Kombination aus beiden. Ihre Fußpunktimpedanz leitet sich dabei aus einem Serien- oder Parallelschwingkreis ab [54]. Durch ihr entsprechendes Verhalten, das dem eines verlustbehafteten Bauelementes entspricht, bietet es sich an, die Antenneneigenschaften gemäß des Leistungsfaktors  $P_\lambda$ , der Güte  $Q$ , der Bandbreite  $B$  und dem Wirkungsgrad  $\eta$  zu beschreiben [54]. Für eine als verlustlos angenommene elektrisch kleine Antenne ergibt sich basierend auf [54] ein Leistungsfaktor von

$$P_\lambda = \frac{P_{rad}}{P_{blind}} = \frac{2}{9} \left( \frac{\pi \cdot D_{max}}{\lambda} \right)^3, \quad (4.2)$$

wobei der Leistungsfaktor  $P_\lambda$  das Verhältnis zwischen Wirkleistung und Blindleistung in einer Antenne beschreibt. Die Wirkleistung ist hierbei mit der abgestrahlten Leistung  $P_{rad}$  gleichzusetzen, während die Blindleistung  $P_{blind}$  jene Strahlungsleistung beschreibt, die als Streufeld im reaktiven Nahfeld eines Strahlers zwar Energie periodisch speichert, jedoch nicht zur Abstrahlung beiträgt. Verallgemeinert führt dies zu der Kernaussage, dass eine im Vergleich zur Wellenlänge beliebig kleine Antenne den größten Anteil der ihr zugeführten Leistung für den Auf- und Abbau zeitlich veränderlicher Streufelder verbraucht, während der Anteil von abgestrahlter Leistung auf ein Minimum begrenzt ist. Dieses Verhalten ähnelt dem von Feldsonden, wie offenen Koaxialleitungen oder kleinen Leerschleifen. Aus der Kenntnis des Leistungsfaktors lässt sich auf Grundlage von [54] die Güte einer selbstresonanten und abgestimmten elektrisch kleinen Antenne ableiten:

$$Q = \frac{1}{B_{rel}} = \eta_{rad} \frac{P_{blind}}{P_{rad}} = \frac{\eta_{rad}}{P_\lambda}. \quad (4.3)$$

Je geringer die wellenlängenbezogene Größe einer Antenne ausfällt, desto größer ist ihre Güte beziehungsweise der Anteil periodisch gespeicherter Energie. Die Antenne nähert sich somit in ihrem Verhalten einem Resonator an. Der Leistungsfaktor und auch die abgestrahlte Leistung werden minimal. Der Sachverhalt ändert sich theoretisch für elektrisch kleine Antennen, die über ein externes Netzwerk zur Leistungsanpassung verfügen. Diese weisen zwar eine gute Abstrahlung auf (vgl. *Hertzscher Dipol*), sind jedoch durch ein extrem schmalbandiges Verhalten und durch signifikante Verluste im benötigten Anpassnetzwerk keine praxisrelevante Alternative.

Eine verallgemeinerte Form einer größenabhängigen Güteabschätzung einer Antenne geht auf Chu zurück [57]. Die minimale Güte einer allgemeinen Antenne und indirekt die maximale relative Bandbreite  $B_{rel,max}$  wird durch

$$Q_{min} = \frac{1}{B_{rel,max}} = \eta_{rad} \left( \frac{1}{\left(\frac{1}{2} k D_{max}\right)^3} + \frac{1}{\frac{1}{2} k D_{max}} \right) \quad (4.4)$$

bestimmt [54,57] und als das *Chu Limit* bezeichnet. In der Praxis jedoch wird dieser idealisierte Wert von jeder elektrisch kleinen Antenne überschritten [54]. Dies geschieht bereits, sobald Aspekte der Leistungsanpassung einbezogen werden. Andererseits bleiben die Bandbreite erhöhende Maßnahmen, wie etwa das Einfügen von externen Netzwerken, ebenso unberücksichtigt.

Im Folgenden werden anhand der vorgestellten formalen Zusammenhänge exemplarische Ergebnisse für die vorangehend ermittelten Maximalgrößen elektrisch kleiner Antennen diskutiert, die auf anwendungsorientierten Grenzfrequenzen basieren. Nach Einsetzen in Gleichung (4.4) und der Annahme eines Wirkungsgrades von 90 % ergeben sich für beide Modellannahmen minimale Güten von 8,88. Bei einer berechneten Güte nach Gleichung (4.2) und (4.3) werden bereits Werte von 31,9 erreicht. Folgerichtig ergäben sich zu erwartende relative Bandbreiten  $B_{rel}$  von 11,4 % beziehungsweise 3,1 %, was bei der realistischen Bandmittenfrequenz von 5,5 GHz absolute Bandbreiten von unter 625 MHz entsprechen würde. Es sei darauf hingewiesen, dass bei einer weiteren Miniaturisierung der Antennengröße, über die zu Beginn ermittelten Dimensionen hinaus, weitaus geringere Bandbreiten zu erwarten wären. Hinlänglich bekannte Möglichkeiten, die Bandbreite einer Antenne etwa durch das Akzeptieren einer schlechten Leistungsanpassung zu erhöhen, versagen durch die Insensitivität von Gleichung (4.4) gegenüber derartigen Modifikationen. Einzig eine Reduktion des Wirkungsgrades würde direkt eine Erhöhung der Bandbreite bewirken. Dabei ist zu beachten, dass eine Erhöhung der Bandbreite um den Faktor 10 einen um 90 % verminderten Wirkungsgrad erfordern würde, was bei einem bistatischen Radarszenario einer Reduktion der Systemdynamik von 20 dB entspräche. Daraus resultiert die Erkenntnis der Untauglichkeit elektrisch kleiner Antennen für den Einsatz in Verbindung mit UWB-Radar infolge extrem niedriger Bandbreiten oder aber durch intolerable Strahlungseffizienzen [58].

Im Umkehrschluss können diese Gleichungen jedoch auch für eine Abschätzung einer minimal nötigen Antennengröße für das Erzielen einer bestimmten Bandbreite herangezogen werden. Unter Berücksichtigung der Erkenntnis, für eine minimal angestrebte Bandbreite von 9 GHz um eine Mittenfrequenz von 5,5 GHz keine elektrisch kleine Antenne betreiben zu können, wird zur Berechnung das *Chu Limit* gemäß Gleichung (4.4) verwendet. Ein Wirkungsgrad von 90 % vorausgesetzt, ergibt sich mit einer Güte von 0,61 ein Mindestmaß für wenigstens eine Antennenachse von 32,76 mm. Dies entspricht einem  $w/\lambda$  - Verhältnis von 0,6011. Eine solche Antenne würde gemäß der Definition aus Gleichung (4.1) für die untere Grenzfrequenz von 1 GHz als elektrisch klein eingeordnet werden, während sie bei der oberen Grenzfrequenz einem Ganzwellenstrahler gleich käme.

Damit wird deutlich, dass bei Ultrabreitbandantennen der Begriff der elektrischen Größe vereinheitlicht werden muss. Eine Definition basierend auf der Bandmittenfrequenz bietet sich an, da ein direkter Bezug zu den Gleichungen (4.1) und (4.4) hergestellt werden kann.

## 4.2 Geometrisch kleine Antennen

Geometrisch kleine Antennen beruhen auf einem gänzlich anderen Grundsatz als elektrisch kleine Antennen. Während bei letzteren gezielt das Verhältnis zwischen Antennengröße und geführter Wellenlänge reduziert wird, bleibt dies in aller Regel bei geometrisch kleinen Antennen unverändert. Um dennoch eine Reduktion der Antennengröße zu erreichen, wird stattdessen die geführte Wellenlänge skaliert. Hierfür wird die Antenne mit einem Dielektrikum kombiniert. Bekannt sind derartige Antennenentwürfe etwa von Patchantennen (z. B. GPS-Anwendungen), bei denen die Antennenengeometrie direkt vom verwendeten Substratmaterial abhängig ist. Ferner sind Entwürfe von räumlichen Antennenstrukturen bekannt, bei denen durch das Einbeziehen von Teflon-Formteilen die Antennenengeometrie verkleinert werden kann [59,60]. All jene Entwürfe sind für eine Abstrahlung an Luft ausgelegt, wodurch generell Dielektrika niedriger Permittivität verwendet wurden (*Teflon*,  $\epsilon' = 2,1$ ;  $Al_2O_3$ ,  $\epsilon' = 9,4$ ; *LTCC*,  $\epsilon' = 7,5$ ; *FR4*,  $\epsilon' = 4,1$ ). Diese Vorgehensweise ist erforderlich, um übermäßige dielektrische Kontraste und folglich Reflexionen zwischen einer Antenne und ihrer Umgebung zu vermeiden. Bei den Entwürfen von Adamiuk [59] und Eibert [60] werden zusätzlich konische Formen für dielektrische Antennenkomponenten gewählt, um einen möglichst kontinuierlichen und damit reflexionsminimierten Materialübergang für elektromagnetische Wellen zu gewährleisten. Letztgenannte Maßnahme kann teilweise einen Entwurfs Widerspruch darstellen, indem der Reduzierung einer Kantenlänge die Erhöhung einer anderen folgt.

Die nachhaltige Forderung nach möglichst kontinuierlichen beziehungsweise reflexionsfreien Materialübergängen schränkt die Verwendung dieses Entwurfsansatzes in wesentlichen Zügen ein. Ein höherwertiges Dielektrikum führt zwar zu einer stärkeren Skalierung der Wellenlänge und gleichzeitig der Antennengröße, verursacht auf der anderen Seite aber zunehmend Probleme bei der Feldüberleitung in den umgebenden Raum. Diese Problematik ändert sich für Anwendungsfälle, bei denen eine Abstrahlung in eine dielektrische Umgebung angestrebt wird. Neben den in dieser Arbeit beschriebenen biomedizinischen Anwendungen könnten hier ebenso Ground-Penetrating Radar [61] oder Through-Wall Radar adressiert werden. Der Umstand einer dielektrischen Strahlungsumgebung ermöglicht nun die Verwendung von hochpermeablen Antennendielektrika, die einerseits zu einem reflexionsoptimierten Übergang zwischen Antenne und Zielumgebung beitragen und andererseits eine stärkere Antennenminiaturisierung begünstigen.

Entsprechend der in Kapitel 3.2 behandelten Materialstudie kamen für die vorliegende Arbeit Aceton und die Keramik *LF-085* mit mittleren Permittivitäten von  $\epsilon' = 22$  beziehungsweise  $\epsilon' = 60$  zum Einsatz. Entsprechend der Ausbreitungstheorie reduziert sich dabei die geführte Wellenlänge  $\lambda$  um die Wurzel des Realteils der Permittivität  $VF = \sqrt{\epsilon'}$  von etwa  $VF_{Ace} = 4,69$  für Aceton und  $VF_{LF085} = 7,75$  für Keramik und ermöglicht somit grundsätzlich eine Skalierung einer gewählten Antennenengeometrie um den angegebenen Faktor. Mit steigendem Verkürzungsfaktor  $VF$  müssen für eine erfolgreiche Antennenskalierung die sich ändernden Impedanzverhältnisse verstärkt berücksichtigt werden. Eine Antenne ist bekanntlich als Impedanz- und Modenwandler zwischen leitungsgebundenen Wellen und Freiraumwellen zu betrachten. Ihre Funktion beruht dabei unter anderem auf bestimmten Impedanzverhältnissen, die am Antennenfußpunkt und der Apertur herrschen. Im allge-

meinen Gebrauch sind  $Z_{ref} = 50 \, \Omega$  für die Fußpunktimpedanz und  $Z_U = 120 \cdot \pi \, \Omega$  für die Freiraumimpedanz ab der Antennenapertur anzutreffen, woraus sich für die ideale Antenne ein Impedanzverhältnis von 7,54 ergibt. Erstgenannte Werte werden, ebenso wie die Wellenlänge, direkt von der Permittivität des Umgebungs- beziehungsweise des Antennendielektrikums entsprechend Gleichung (3.2) beeinflusst. Somit ergeben sich für ein Szenario aus einer dielektrisch skalierten Antenne und einer dielektrischen Strahlungs-umgebung teils deutlich reduzierte Impedanzverhältnisse [62].

Unter Beibehaltung ihrer Betriebsparameter ist eine exakte lineare Skalierung einer Antenne entsprechend des Verkürzungsfaktors nicht mehr möglich, sofern das Impedanzverhältnis zwischen Fußpunkt und Apertur vom ursprünglichen Wert abweicht. Dieser Umstand findet am ehesten bei koaxial gespeisten Antennen Beachtung, da zum Festhalten an einer Fußpunktimpedanz von  $Z_{ref} = 50 \, \Omega$  meist keine Alternative besteht. Dabei führt der Einsatz von Dielektrika immer zu einer Skalierung der antenneninternen Impedanzverhältnisse. Mit steigender Skalierung werden also in ihrer Komplexität zunehmende Eingriffe in die ursprüngliche Antennengeometrie immer bedeutsamer, um akzeptable Betriebsparameter zu bewahren. Sowohl die Antenneneigenschaften als auch die erreichbare Skalierungseffizienz  $VF_{real} / VF_{ideal}$  können von diesen strukturellen Veränderungen negativ beeinflusst werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde bei Verwendung der hochdielektrischen Keramik *LF-085* das interne Impedanzverhältnis zwischen Speisepunkt und Apertur einer Antenne von 7,54 auf näherungsweise 0,97 reduziert, wobei ein Absinken der anpassbaren Bandbreite um bis zu 63 % und der Skalierungseffizienz auf 70 % beobachtet werden konnte. Zur visuellen Verdeutlichung der Beschreibungen ist in Abbildung 4.01 die reduzierte Anpassungsbandbreite einer auf Aceton und einer auf Keramik basierten Antenne einem Vergleichsmodell für Luft mit jeweiliger Eingangsimpedanz von  $50 \, \Omega$  gegenübergestellt. Ferner werden in Abbildung 4.02 die Skalierungsverhältnisse der Antennengeometrie in Abhängigkeit der Eingangsimpedanz veranschaulicht. Gerade die Bandbreitereduktion stellt einen wesentlichen Nachteil dieser Methode dar. Naheliegend ist daher die Wahl eines Antennentyps mit einer Grundbandbreite, die deutlich über den Anforderungen liegt, um nach einer erfolgten Skalierung über eine genügend große Restbandbreite verfügen zu können.

Der Schlüssel zum Umgehen entsprechender Restriktionen liegt in der Fußpunktimpedanz der Antenne [62]. Diese wurde bisher als unveränderliche und auf  $50 \, \Omega$  fixierte Größe betrachtet, um eine Schnittstelle zu gängigen Mikrowellensystemen zu bewahren. Spezielle Anwendungen erlauben jedoch den Einsatz von aktiven Mikrowellenschaltungen von wählbarer Impedanz, die eine direkte Integration in einen Antennenfußpunkt ermöglichen. Eine gewöhnliche koaxiale Speisung entfielen und das Abweichen von der Referenzimpedanz  $Z_{ref}$  wäre ebenso möglich wie das Einhalten originaler Impedanzverhältnisse in der Antenne. Die ursprünglichen Antenneneigenschaften, insbesondere die hohe Bandbreite und die folglich kurze Impulsantwort, blieben nach der Skalierung erhalten und die Skalierungseffizienz würde maximiert. Technisch realisierbare Impedanzen für Treiber- und Empfängerstufen in integrierter Bauform finden sich in Bereichen bis hinab zu  $5 \, \Omega$ , so dass Verkürzungsfaktoren von bis zu 10 beziehungsweise Antennendielektrika mit einer Permittivität von bis zu  $\epsilon' = 100$  verwendet werden könnten.

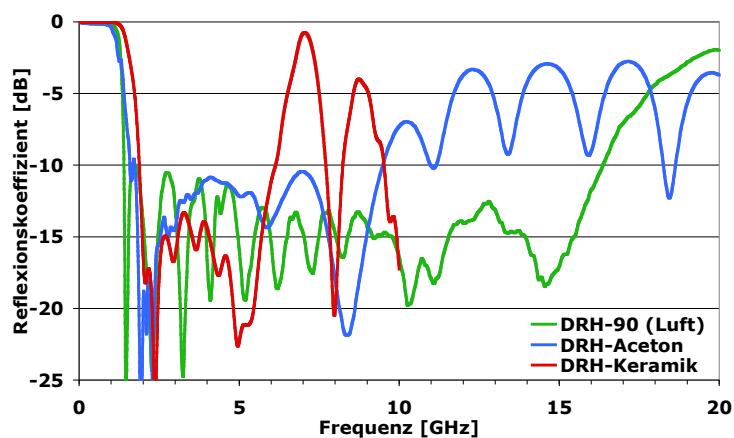
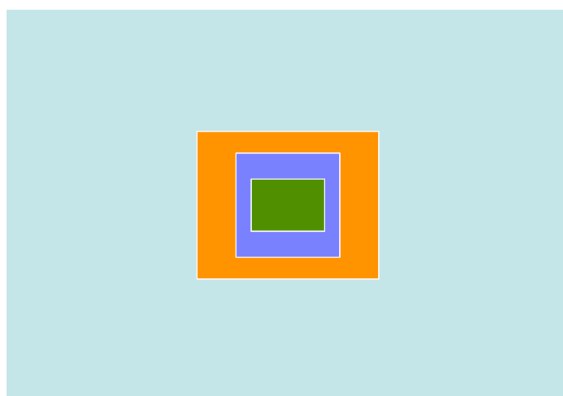


Abb. 4.01: Reflexionskoeffizienten dreier verschiedener Antennen: Konventionelle Doppelsteghorn-(DRH)-Antenne *DRH-90* (grüne Kurve) und acetonbasierte DRH-Antenne (blaue Kurve), jeweils gemessen. Daten einer keramikbasierten DRH-Antenne (rote Kurve) bezogen auf Simulationsergebnisse.



	$VF_{ideal} = \sqrt{\epsilon'}$	$VF_{real}$ : Reale Skalierung	Aperturabmessungen [mm]	Aperturfläche [mm <sup>2</sup> ]	Eingangs-impedanz [ $\Omega$ ]	Bandbreite [GHz]
■	1	1	130 x 90	11700	50	1,5 ... 15
■	4,69	3,1	42 x 34	1428	50	1,5 ... 9,5
■	7,75	5,4	24 x 24	576	50	2 ... 6
■	7,75	7,75	17 x 12	204	6,5	1,5 ... 15

Abb. 4.02: Schematischer Vergleich (proportional skalierte Größen) und Zusammenfassung der Dimensionen verschiedener dielektrisch skalierte DRH-Antennen unter Hervorhebung jeweiliger Impedanzverhältnisse und Bandbreiten.



Ein weiterer Nachteil der dielektrischen Skalierung sind die Verluste des Antennendielektrikums, die zu einer Absenkung des Strahlungswirkungsgrades beitragen. Während die Verluste einerseits eine günstige Wirkung auf den Reflexionskoeffizienten aufweisen, können selbige zu einer erheblichen Reduktion der abgestrahlten Leistungsbandbreite führen. Besonders betroffen davon sind naturgemäß die höherfrequenten Spektralkomponenten. Generell empfiehlt sich daher der Einsatz keramischer Werkstoffe, die bereits als Substrat mikrowellenbasierter Schaltungen und Patchantennen eine breite Akzeptanz gefunden haben. Da bei derartigen Anwendungen mit Blick auf zu minimierende dielektrische Verluste meist niederdielektrische Keramiken verwendet werden, sind entsprechende Erfahrungen für das Verhalten hochdielektrischer Materialien bei Mikrowellenfrequenzen, vor allem für den Entwurf darauf basierender Antennen, erst zu erarbeiten. Entsprechende Ansätze werden in Kapitel 5.3 beschrieben.

### 4.3 Simulationsverfahren

Der Entwurf miniaturisierter UWB-Antennen entsprechend der voranstehenden Beschreibungen ist auf Grund seiner Komplexität durch rein experimentelle Vorgehensweisen de facto unmöglich. Neben der Einhaltung vieler verschiedener Randbedingungen, wie dielektrischen Umgebungen, wäre schon die teils hohe Komplexität der Antennenentwürfe für Prototypenstudien ungeeignet. Die moderne numerische Rechentechnik beseitigt diese Restriktionen zu einem wesentlichen Teil und trägt somit nachhaltig dazu bei, dass technische Innovationen in der uns heutzutage geläufigen Geschwindigkeit möglich sind. Für Entwicklungen im Bereich der Antennen existieren mehrere konkurrierende Simulationswerkzeuge, die durch ihre jeweils charakteristischen Merkmale für verschiedenste Aufgaben verwendet werden können. In diesem Kapitel soll in Anbetracht zahlreicher Publikationen lediglich eine kurze Zusammenfassung der momentan erhältlichen Werkzeuge gegeben werden. Der Fokus liegt dabei auf konkreten Aufgabenstellungen, die in dieser Arbeit adressiert werden.

Ähnlich dem grundlegenden Unterscheidungskriterium von Radarsystemen (vgl. Kapitel 2.2) ist auch bei der numerischen Berechnung zwischen einer Frequenz- und Zeitbereichsanalyse zu unterscheiden. Obwohl es generell immer um die Lösung von Maxwell'schen Gleichungen geht, bei der der Lösungsraum diskretisiert wird, unterscheiden sich die spezifischen Lösungsschritte erheblich voneinander. Während im Frequenzbereich typisch die Finite-Elemente-Methode (FeM) oder auch die Momentenmethode (MoM) angewandt wird, ist im Zeitbereich die Finite-Differenzen-Methode (FDTD) oder die Transmission Line Matrix (TLM) vorherrschend [63]. Bis auf die MoM, die eine Oberflächendiskretisierung darstellt, basieren alle der genannten Verfahren auf einer Volumendiskretisierung. Nach diesem Ansatz wird das zu untersuchende Modell entlang eines Gitters von definierter Größe in Zellen unterteilt, die nach dem Aufstellen von Matrizen durch finite algebraische Gleichungssysteme berechnet werden. Allen Simulationsverfahren ist dabei gemein, dass die Qualität der Ergebnisse mit der Detailtiefe der Diskretisierung, aber auch der Berechnungsdauer und benötigter Rechnerressourcen korreliert.

Berechnungen im Frequenzbereich sind generell so geartet, dass ein Durchlauf genau eine S-Matrix für eine Frequenz ergibt. Für breitbandige Systeme folgt die Konsequenz, dass entsprechend viele Rechnungen durchgeführt werden müssen, um die Gesamteigenschaften zu erfassen. Je nach Größe des Modells kann der Zeitaufwand dadurch unangemessen hohe Ausmaße annehmen. Teilweise angewandte Näherungslösungen, die ein breitbandiges System mit einer stark begrenzten Anzahl berechneter Einzellösungen approximieren, bergen die Gefahr, wichtige Detailinformationen zu übersehen [63].

Bei Berechnungen im Zeitbereich wird ein anderer Ansatz verfolgt. Statt der Anregung des Modells mit einem Sinussignal wird anhand einer zuvor definierten Simulationsbandbreite ein entsprechendes Zeitsignal generiert und auf das Modell angewandt. Häufig werden zu diesem Zweck Gaussimpulse benutzt, aber auch beliebige andere Signalverläufe sind generell umsetzbar. Bei der Simulation werden anschließend die transmittierten und reflektierten Zeitsignale ermittelt und über eine Fouriertransformation sowohl im Zeit- als auch Frequenzbereich dargestellt. Mit einer einzigen Berechnung stehen demzufolge die S-Parameter einer gesamten interessierenden Bandbreite simultan als Zeit- und Frequenzant-

wort zur Verfügung. Zwar erfolgt auch hier eine Diskretisierung der Frequenzachse, jedoch kann diese durch eine rechenzeitneutrale Verlängerung der typisch auf null abgeklungenen Zeitantwort auf beliebig kleine Intervalle minimiert werden [63]. Damit ist sichergestellt, dass im Gegensatz zur Frequenzbereichsberechnung auch unerwartete Effekte, wie parasitäre Resonanzen, aufgespürt werden können. Die Simulationszeit wird maßgeblich von der Resonanzneigung des Modells bestimmt. Je schneller die Zeitantwort abklingt, desto früher kommt die Berechnung zu einem definierten Ende. Der Umstand einer anderenfalls erhöhten Rechenzeit stellt entgegen dem ersten Anschein keinen Mangel dar, sondern vielmehr eine Notwendigkeit, ein energiespeicherndes System mit einer hohen Bandbreite hinreichend präzise zu untersuchen. Simulatoren, die auf einer Frequenzbereichsanalyse basieren, sind hierzu kaum in der Lage.

Der bisherige Grundlagenvergleich frequenz- oder zeitbereichsbasierter Berechnungsverfahren zeigt insbesondere für sehr breitbandige und zeitkritische Problemstellungen unwiderlegbare Vorteile zugunsten einer Zeitbereichsanalyse. Doch auch andere Umstände sind für die Auswahl einer geeigneten Software entscheidend. Ein wesentlicher Punkt ist der Umgang mit dreidimensionalen Modellen. Obwohl alle derzeit bekannten Anwendungen generell eine Berechnung räumlicher Strukturen unterstützen, ist die Modellierbarkeit auch komplexer Strukturen, gerade im Hinblick auf die in dieser Arbeit bestehenden Aufgabenstellungen, von vorrangiger Bedeutung. Die Softwareentwickler gehen bei dem Design von Benutzerschnittstellen sehr unterschiedliche Wege, wobei verstärkt planare Problemstellungen aus den Bereichen der Mobilkommunikation und der Alltags Elektronik adressiert werden. Die Konstruktionsmöglichkeiten komplexer dreidimensionaler Strukturen und deren Editierbarkeit sind hingegen in der Mehrheit der Anwendungen unbefriedigend umgesetzt. Neben bisher erwähnten objektiven Vergleichsmerkmalen spielt der subjektive Eindruck einer Anwendung mehr als nur eine Nebenrolle. Der Anwender ist darauf angewiesen, auf möglichst einfachem Wege zeitnah zuverlässige Ergebnisse zu generieren. Dabei ist es hinderlich, wenn unzählige Dialoge mannigfaltige Parameter definieren, deren Wirkungsweisen sich dem Anwender nicht erschließen.

Insgesamt wurden vier Simulationsprogramme betrachtet. Dabei repräsentieren *HFSS* (FeM) und *FeKo* (MoM) die Frequenzbereichsanalyse und *CST* als auch *Empire* (beide FDTD) die Zeitbereichsberechnung. Unter Berücksichtigung zuvor diskutierter Kriterien wurde für alle im Folgenden beschriebenen Antennenentwürfe die Software *CST Microwavestudio* verwendet und hat sich bei der Berechnung aufwändiger UWB-Antennen und der Konstruktion daraus abgeleiteter Komponenten, wie in Abbildung 4.03 dargestellt, als produktives Hilfsmittel erwiesen.

Gegenwärtig unüberwundene Probleme entstanden jedoch bei der Untersuchung komplexer Radarszenarien auf Basis von Antennenarrays. Obgleich alle Antennenstrukturen durch eine Vervielfältigungsoperation absolut identisch erstellt werden konnten, ergaben die berechneten Zeitantworten in absolut symmetrischen Modellen Abweichungen von bis zu 20 %. Als Ursache konnte eine unterschiedliche Ausrichtung der Antennen zu dem Diskretisierungsgitter ausgemacht werden. Trotz einer formtreuen Repräsentation der Strukturen innerhalb der Berechnung auf Basis einer Perfect Boundary Approximation (PBA) [63] konnte das Problem nicht vermieden werden. Auf Grund dieser Ungenauigkeiten der Berechnungen war eine quantitativ aussagefähige Simulation einer antennenar-

raybasierten dielektrischen Bildgebung von Brustkarzinomen nicht möglich. Sämtliche Zielinformationen wurden von numerischen Fehlern vollständig maskiert. Umfangreiche Rücksprachen mit dem CST-Support und Recherchen offenbarten ein grundlegendes Defizit in der Funktionsweise gegenwärtiger Simulationsverfahren, welches auf die bei allen numerischen Verfahren angewandte Diskretisierung zurückzuführen ist. Während bei kleineren Modellen eine Diskretisierung entlang eines extrem feinen Gitters die Problematik begrenzt, wird dieses Vorgehen bei elektrisch großen Szenarien aufgrund bisher nicht verfügbarer Rechnerressourcen unmöglich. Aus dieser Erkenntnis heraus ist anzuraten, publizierte Simulationsergebnisse anderer Gruppen, gerade im Bereich der dielektrischen Bildgebung, kritisch zu beurteilen.

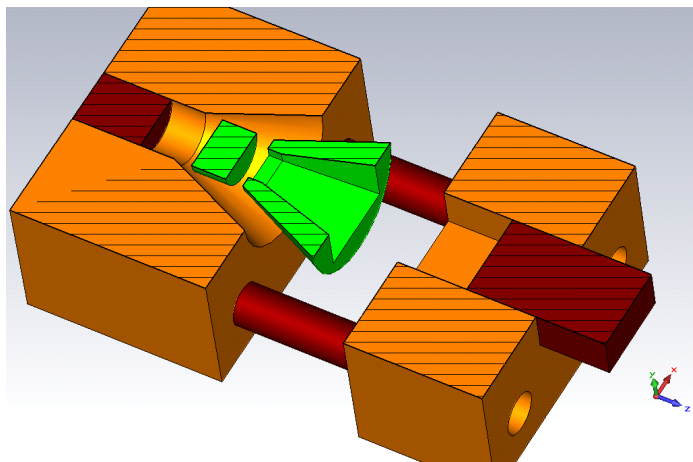


Abb. 4.03: Exemplarische Darstellung einer komplexen dreidimensionalen Baugruppe zur Verdeutlichung der Leistungsfähigkeit räumlicher Entwurfswerkzeuge in *CST Microwavestudio*.

## 4.4 Antennenkenngößen und Messungen

In Kapitel 2.4 sind bereits wesentliche Antennenkenngößen vergleichend betrachtet worden, die für eine Auswahl geeigneter Antennentypen bedeutsam sind. Im Folgenden liegt der Fokus auf der mathematischen und messtechnischen Bestimmung dieser Größen, um die Qualität einer realisierten Antenne umfassend bewerten zu können.

Einer der klassischen Parameter einer Hochfrequenzbaugruppe, und somit auch einer Antenne, ist der Reflexionskoeffizient. Diese Größe, häufig auch als (Leistungs-) Anpassung, Rückflussdämpfung oder gemäß ihres Ursprunges in der S-Matrix als  $\underline{S}_{11}$  bezeichnet, liefert eine Aussage, wieviel einer verfügbaren Quellleistung von einer Antenne aufgenommen beziehungsweise reflektiert wird. Dabei ist eine logarithmische Angabe des Betrages üblich. Entsprechend ist eine der gängigsten Darstellungsformen in der Einheit Dezibel zu finden, wobei frequenzselektiv das Verhältnis aus zugeführter und reflektierter Leistung angegeben wird. Im Allgemeinen werden bei breitbandigen Systemen Anpassungseffizienzen von 90 %, entsprechend einem Reflexionskoeffizienten von - 10 dB, als ausreichend bewertet, während für schmalbandige Systeme Werte von 95 % oder 97,5 %, entsprechend - 13 dB und - 16 dB, vorausgesetzt werden. Nach einer in dieser Arbeit verwendeten Konvention hat der Reflexionskoeffizient auch einen maßgebenden Anteil am Antennenwirkungsgrad  $\eta$ . Obwohl die Eingangsanpassung einen ersten Eindruck über die Betriebsbandbreite einer Antenne liefert, bleiben bei potentiell verlustbehafteten Systemen verlässliche Informationen über die Abstrahlungseigenschaften verborgen.

Zu diesem Zweck muss das Richtdiagramm einer Antenne analysiert werden, welches in der klassischen Form für eine ausgewählte Frequenz die Verteilung der abgestrahlten Leistung im Raum grafisch dokumentiert. Dabei sind logarithmische Normierungen auf einen isotropen Strahler (dBi) oder Dipol (dBD) üblich. Für breitbandige Strahler werden häufig Darstellungen gewählt, bei denen auf Kosten einer dreidimensionalen Beurteilung der Antennengewinn für die beiden wichtigsten Schnittebenen einer Antenne, die H- und E-Ebene, mit seiner Frequenz- und Winkelabhängigkeit in einer zweidimensionalen Falschfarbendarstellung angegeben wird. Dies ermöglicht eine umfassende Analyse der Frequenzabhängigkeit der Strahlungscharakteristik, womit sich eine Aussage über die Betriebsbandbreite präzisieren lässt. Im Folgenden wird ein Szenario beschrieben, welches der Ermittlung kalibrierter Richtdiagramme innerhalb dieser Arbeit zugrunde liegt. Erforderlich sind eine Antennenmesskammer mit einem ungestörten Übertragungskanal der Länge  $r$ , mindestens ein drehbares Antennenstativ, eine Signalquelle und ein Messempfänger in Form eines vektoriellen Netzwerkanalysators, siehe Abbildung 4.04. Während der Gewinn leistungsbezogen ausgewertet wird, lässt sich das Richtdiagramm auf die spannungsbasierte Antennenübertragungsfunktion  $\underline{H}(f, \theta, \varphi)$  zurückführen und entsprechend auch bestimmen. Aus der Ermittlung des Transmissionskoeffizienten  $\underline{S}_{21}$  lassen sich die Übertragungsfunktionen der einzelnen Komponenten ableiten [1]:

$$\underline{S}_{21} = \frac{\underline{U}_{RX}}{\underline{U}_{TX}} = \frac{1}{2\pi r c_0} \cdot j\omega \cdot \underline{H}_{ref\ bs}(f, \theta_{bs}, \varphi_{bs}) \cdot e^{-j2\pi f r / c_0} \cdot \underline{H}_{AUT}(f, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) \cdot \underline{H}_{Sys}(f) \quad (4.5)$$

Um die Übertragungsfunktion der zu untersuchenden Antenne  $\underline{H}_{AUT}$  bestimmen zu können, müssen die Übertragungsfunktionen des Messsystems  $\underline{H}_{Sys}$  und der unbeweglich montierten Vergleichsantenne  $\underline{H}_{ref}$  in Hauptstrahlrichtung ( $bs$ ) bekannt sein. Für die Bestimmung der Systemübertragungsfunktion wird zunächst das Sende- und Empfangstor des Messsystems mit einem Kabel bekannter Übertragungsfunktion  $\underline{H}_{Kabel}$  verbunden und über eine Transmissionsmessung die Systemübertragungsfunktion bestimmt [1]:

$$\underline{H}_{Sys}(f) = \underline{S}_{21,Verb.} / \underline{H}_{Kabel}(f) \quad . \quad (4.6)$$

Die Übertragungsfunktion der Referenzantenne in Hauptstrahlrichtung  $\underline{H}_{ref,bs}$  wird im vorliegenden Fall unter Verwendung der Zwei-Antennen-Methode [1] bestimmt. Hierbei wird vorausgesetzt, dass zwei identische Antennen zur Verfügung stehen, womit durch Abwandlung von Gleichung (4.5) und unter Zuhilfenahme von Gleichung (4.6) die Übertragungsfunktion der Referenzantenne bestimmt werden kann:

$$\underline{H}_{ref,bs}(f, \theta_{bs}, \varphi_{bs}) = \sqrt{\frac{2\pi r c_0 \cdot \underline{S}_{21,ref}}{j\omega \cdot \underline{H}_{Sys}(f) \cdot e^{-j2\pi f/c_0}}} \quad . \quad (4.7)$$

Durch Zusammenführen der Gleichungen (4.5) und (4.7) kann nun die Übertragungsfunktion der zu untersuchenden Antenne ermittelt werden:

$$\underline{H}_{AUT}(f, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) = \frac{2\pi r c_0 \cdot \underline{S}_{21} \cdot \underline{H}_{Kabel}(f)}{j\omega \cdot e^{-j2\pi f/c_0} \cdot \underline{S}_{21,Verb.}} \sqrt{\frac{j\omega \cdot \underline{S}_{21,Verb.} \cdot e^{-j2\pi f/c_0}}{2\pi r c_0 \cdot \underline{S}_{21,ref} \cdot \underline{H}_{Kabel}(f)}} \quad . \quad (4.8)$$

Um abschließend zur bekannten Darstellung des Richtdiagramms zu gelangen, ist ein Übergang von der Übertragungsfunktion zum Antennengewinn nötig, welcher durch folgenden Zusammenhang gegeben ist [1]:

$$G_{AUT}(f, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) = \frac{4\pi f^2}{c_0^2} |\underline{H}_{AUT}(f, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT})|^2 \quad . \quad (4.9)$$

Unter Einbeziehung von Referenzmessungen ist hiermit eine auf die Einheit dBi kalibrierte Angabe des breitbandigen und dreidimensionalen Antennengewinns möglich, der neben Leitungs- und dielektrischen Verlusten auch die Eingangsfehlانpassung der zu untersuchenden Antenne enthält. Da die Verluste im Einzelnen wie auch der Gesamtwirkungsgrad unbekannt bleiben, ist eine Rückrechnung auf die Antennendirektivität nur durch numerische Integration des Antennenrichtdiagramms möglich. Eine zusätzliche Möglichkeit der Auswertung bietet die Phaseninformation der Antennenübertragungsfunktion  $\underline{H}_{AUT}$ , aus der sich der Phasengang der Antenne bestimmen lässt.

Neben diesen Kenngrößen im Frequenzbereich besitzen die Zeitbereichsparameter einer Antenne in Ultrabreitbandsystemen eine hervorgehobene Bedeutung. Obgleich

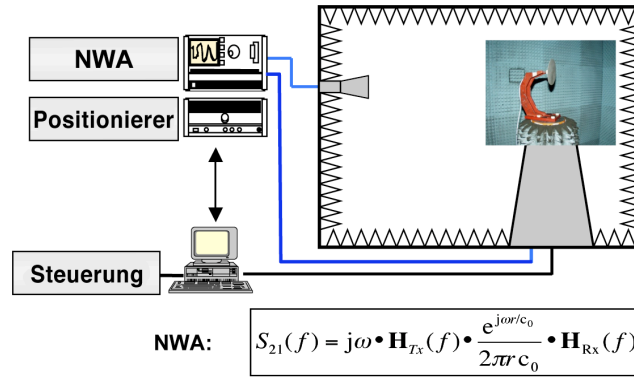


Abb. 4.04: Schema einer vollautomatisierten Antennenmesskammer zur Bestimmung von Antenneneigenschaften im Frequenzbereich. Mittels geeigneter Umrechnungen lassen sich ebenso Zeitbereichscharakteristika ermitteln. Schema aus [1].

Frequenz- und Zeitbereich mathematisch durch die Fouriertransformation unmittelbar voneinander ableitbar sind, ist eine intuitive Abschätzung der gegenseitigen Charakteristika sehr schwer. Aus diesem Grund erfolgt eine Umrechnung der Übertragungsfunktion des Frequenzbereichs einer Antenne in die des Zeitbereichs, was allerdings ein hinreichend dicht ermitteltes Frequenzspektrum voraussetzt:

$$\underline{H}_{AUT}(f, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) \longleftrightarrow \underline{h}_{AUT}(t, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}). \quad (4.10)$$

Hierdurch werden qualitative Aussagen zur Impuls-Halbwertsdauer  $\tau_{FWHM}$  und optional zur Nachschwingdauer  $\tau_r$  möglich [1]:

$$\begin{aligned} \tau_{FWHM} &= t_1 \Big|_{|h(t_1)| = \max | \underline{h}_{AUT}(t, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) | / 2} - t_2 \Big|_{t_2 < t_1 \wedge |h(t_2)| = \max | \underline{h}_{AUT}(t, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) | / 2} \\ \tau_{r=\alpha} &= t_1 \Big|_{|h(t_1)| = \alpha \cdot \max | \underline{h}_{AUT}(t, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) |} - t_2 \Big|_{t_2 < t_1 \wedge |h(t_2)| = \max | \underline{h}_{AUT}(t, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) |} \end{aligned} \quad (4.11)$$

mit  $\alpha_{typ} = 0,22$

Die Übertragungsfunktion im Zeitbereich, deren Realteil der Impulsantwort entspricht, kann hierbei ebenso wie der Gewinn in Abhängigkeit beider Raumwinkel ausgewertet werden. Neben den jeweiligen Informationen der Halbwerts- und der Nachschwingdauer kann auch das Kohärenzdiagramm ermittelt werden [38]. Hierbei wird mit Bezug auf die Impulsantwort in Hauptstrahlungsrichtung ( $bs$ ) das Maß an Impulsverzerrungen bei von der Hauptstrahlungsrichtung abweichenden Betrachtungswinkeln einer Antenne erfasst. Während für rundstrahlende Antennen ein vergleichsweise betrachtungswinkelunabhängiger Verlauf erwartet wird, treten bei stark direktiven Antennen jenseits der Hauptstrahlrichtung deutliche Verzerrungen auf, was sich in einem niedrigen Korrelationswert, bezogen auf die Referenzrichtung, zeigt. Grundlegend verwandt mit dem *Fidelity-Faktor*,

jedoch nicht bezogen auf eine Referenzantenne oder ein Quellsignal, lässt sich das Kohärenzdiagramm wie folgt aus der Impulsantwort berechnen [38]:

$$C(\theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) = \max_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{h_{AUT}(t, \theta_{AUT}, \varphi_{AUT}) \cdot h_{AUT,bs}(t + \tau)}{\|h_{AUT,bs}(t)\|_2^2} dt. \quad (4.12)$$

In ihrer Gesamtheit ermöglichen alle hier vorgestellten Antennenkenngrößen eine detaillierte Bewertung und Vergleichbarkeit zu untersuchender Antennen. Ferner bieten sie das Potential, als Korrekturfaktoren in eine Signalauswertung eingebunden zu werden.



# UWB-Antennen 5 für dielektrische Bildgebung

## 5.1 Die Doppelsteghornantenne

Das Doppelsteghorn ist eine sehr bekannte und weit verbreitete Form einer Ultra-breitbandantenne. Sie wird häufig als Referenzantenne für Antennenmessungen oder als Strahler für UWB-Sensoranwendungen wie Ground-Penetrating-Radar, Through-Wall-Radar und in der Schädlingsdetektion [33] benutzt. Das Doppelsteghorn gehört zur Gattung der Wanderwellenantennen, was im Vergleich zu resonanten oder multiresonanten Antennenstrukturen für das notwendige Erreichen kurzer Impulsantworten entscheidend ist [1,38]. Entsprechend der Zielsetzungen dieser Arbeit bildet das Leistungsspektrum dieser Antennengattung mit hohen Bandbreiten und hohem Gewinn eine gute Alternative für den Einsatz in verschiedenen Bereichen der biomedizinischen Sensorik. Ziel dieses Kapitels ist zunächst, generelle Funktionsparameter und Entwurfskriterien anhand konventioneller Antennenentwürfe zu erläutern, während für spezielle und problemangepasste Konstruktionen auf die Folgekapitel verwiesen wird.

Die Entwicklung des Doppelsteghorns lässt sich bis zu ersten Beschreibungen von Steghohlleitern in den 40er Jahren des 20. Jahrhunderts zurückverfolgen [64]. Es wurde erkannt, dass das Einfügen von Stegen in einen gewöhnlichen Hohlleiter ein Absinken der unteren Grenzfrequenz des Grundmodes  $TE_{10}$  bewirkt und zum anderen die obere Grenzfrequenz in einen höheren Spektralbereich verlagert. Eine logische Konsequenz bestand in der Vereinigung der Steghohlleiter und dem gewöhnlichen Hohlleiterhorn, um die günstigen Eigenschaften einer gesteigerten Bandbreite mit einer hohen Direktivität zu verbinden.

Somit besitzt das Doppelsteghorn ein ähnliches Erscheinungsbild wie ein Hohlleiterhorn, besteht aber in seiner Grundform aus mindestens drei wesentlichen Bestandteilen, die in Abbildung 5.01 farblich hervorgehoben sind:

- |      |                   |        |
|------|-------------------|--------|
| I.   | Hohlleitersektion | (blau) |
| II.  | Hornsektion       | (grün) |
| III. | Doppelstege       | (rot)  |

Die Antenne beginnt bei einer kurzen Hohlleitersektion, innerhalb derer typisch die Speisung erfolgt. Daran schließt sich eine deutlich ausgedehntere und in beiden Ebenen aufgeweitete Hornsektion an. Ihre herausragende Funktionalität wird schließlich durch das Einbringen von Doppelstegen erzielt, deren Formgebung eine stetige Aufweitung des Stegabstandes ergibt.

Im Vergleich zu Steghohlleitern, für die schon sehr früh analytische Beschreibungen gefunden wurden [65], besitzt das Doppelsteghorn eine Vielzahl von variablen Entwurfsparametern, so dass dessen Entwurf traditionell auf Erfahrungswerten beruht. In der jüngeren Vergangenheit hat der Einsatz von numerischen Simulationsverfahren die Qualität und die Vielfalt der Antennenkonstruktionen sehr positiv beeinflusst. Dennoch sind Anfangswerte auch für einen numerischen Entwurf erforderlich, um eine angestrebte Funktionalität erreichen zu können. Anhand von Abbildung 5.02 und Tabelle 5.01 soll im Folgenden der Entwurf eines gewöhnlichen Doppelsteghorns mit einer beliebigen unteren Grenzfrequenz  $f_u = c / \lambda_u$  beschrieben werden. Die obere Grenzfrequenz basiert hingegen in hohem Maße auf der Qualität und dem Umfang des Optimierungsprozesses und kann durch eine Vielzahl konstruktiver Details sehr stark beeinflusst werden.

In der Regel weisen sowohl die Hohlleiter- als auch die Hornsektion eines einfach polarisierten Doppelsteghorns einen rechteckigen Querschnitt auf. Ihr Kantenverhältnis  $a/b$  beziehungsweise  $e/f$  sollte zu Beginn etwa  $3/2$  betragen. Das Verhältnis der Aperturkanten, an der größten Ausdehnung der Hornsektion gelegen, zu den Kanten der Hohlleitersektion  $a/e$  beziehungsweise  $b/f$  ist zunächst im Bereich von  $5/1 \dots 10/1$  zu wählen. Der Bezug zu absoluten Größen wird durch das Einbeziehen der unteren Grenzfrequenz gefunden. Es gilt, die kürzere Aperturkante  $b$  entsprechend der Hälfte der größten vorkommenden Wellenlänge  $\lambda_u$  zu dimensionieren:  $b = \lambda_u / 2$ . Im nächsten Schritt werden die Längen der Horn- als auch der Hohlleitersektion festgelegt. Um Raum für die Ausbreitung einer Wanderwelle im Doppelsteghorn zu schaffen, wird eine gewisse Grundlänge für eine befriedigende Abstrahlung beziehungsweise Modenwandlung benötigt. Dabei wird nicht nur die Bandbreite, sondern auch die Unterdrückung unerwünschter Strahlungsmoden positiv von der Länge beeinflusst. Als Richtwert für die Länge der Hornsektion sollte daher das Intervall  $0,5 \lambda_u < t_1 < \lambda_u$  dienen. Die Länge der Hohlleitersektion kann mit  $t_1/10 < t_2 < t_1/5$  deutlich geringer ausgelegt werden. Somit sind zunächst alle Abmessungen für die Grundstruktur bekannt, so dass nun die Doppelstege ergänzt werden können. Diese stehen entsprechend Abbildung 5.01 senkrecht auf den Längsachsen der größeren Hornaußenflächen. Für eine eindeutige Beschreibung ist sowohl die Angabe ihrer Dicke  $d$ , ihrer Länge  $l_1 = l_2 + l_3$ , ihres Spaltmaßes  $h$  als auch ihrer Krümmung  $f(c,z)$  notwendig, siehe hierzu Abbildung 5.04. Bereits 1947 erbrachte S. Cohn in einer Parameterstudie für einen Doppelsteghohlleiter den Nachweis über das proportionale Verhalten zwischen der unteren Grenzfrequenz und dem Restspalt zwischen den Doppelstegen. Eine hohe Stegbreite um  $d = 0,5 \cdot e$  würde diesen Effekt zusätzlich verstärken [65]. In der Antennenpraxis zeigt sich aber ein differenziertes Verhalten. Während eine geringe Spaltbreite ein günstiges Verhalten bezüglich der unteren Grenzfrequenz besitzt, bewirkt sie eine nachhaltige Absenkung der oberen Grenzfrequenz. Die Erklärung findet sich in einer Querschnittsbetrachtung der Antenne und einem daraus abgeleiteten Ersatzschaltbild, Abbildung 5.03. Eng zueinander liegende Stege zeigen bei steigender Frequenz eine zunehmend kapazitive Wechselwirkung, bei der im ungünstigen Fall hochfrequente Signalkomponenten kurzgeschlossen werden. Eine hohe Stegbreite verstärkt diesen Effekt. Folglich ist ein praktikabler Kompromiss zwischen Stegbreite  $d$  und Stegabstand  $h$  erforderlich. Die Stegbreite sollte zum Start der Dimensionierung um  $d = e / 5$  bemessen werden, ein Stegabstand  $h$  wird im folgenden Absatz vorgeschlagen. Die Abhängigkeit der Stegparameter

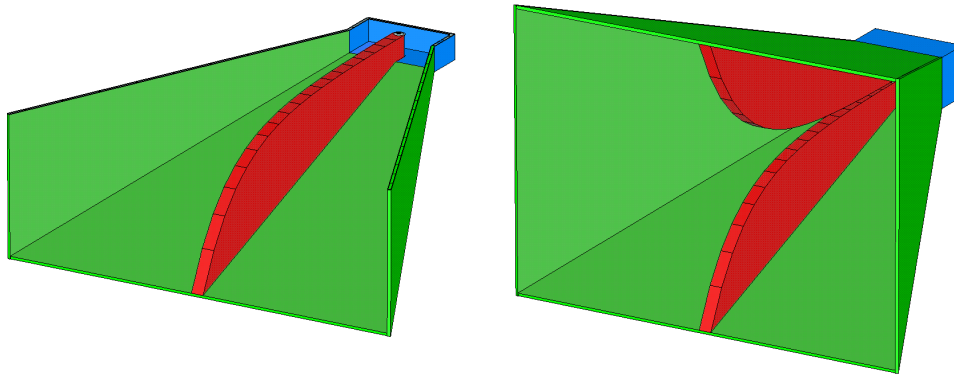


Abb. 5.01: Schnitt und Gesamtabbild eines Doppelsteghorns unter Hervorhebung der wichtigsten Bestandteile: Hohlleitersektion (blau), Hornsektion (grün) und Doppelstege (rot).

Abb. 5.02: Schnittdarstellungen eines Doppelsteghorns und Kennzeichnung grundlegender Abmessungen. Erläuterungen zur Dimensionierung im Text bzw. in Tab. 5.01.

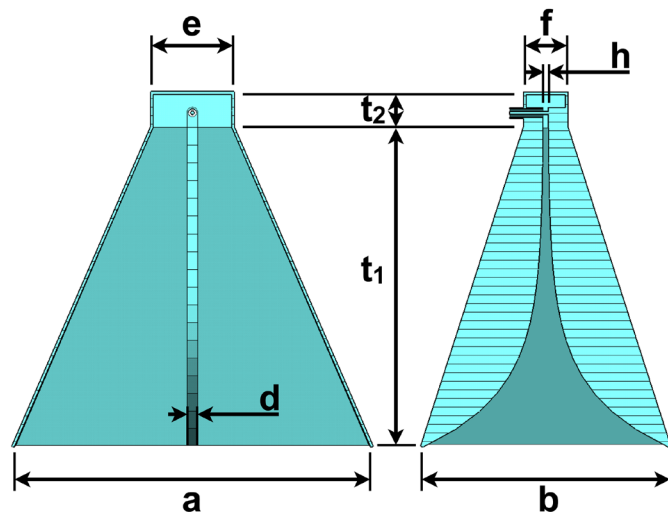


Tabelle 5.01

Maß	a	b	d	e	f	h	t <sub>1</sub>	t <sub>2</sub>
• $\lambda_u$	0,75	0,5	0,022	0,11	0,075	0,004	0,75	0,11
DRH-90 (mm)	130	90	4	28,55	14,41	0,556	116,27	12

Maß	l <sub>2</sub>	l <sub>3</sub>	c
abs.	t <sub>1</sub>	t <sub>2</sub> /2	0,075
DRH-90 (mm)	116,27	6	0,0509

Dimensionierung eines einfachen Doppelsteghorns. Die Zeilen „ $\lambda_u$ “ (Multiplikation mit unterer Grenzwellenlänge) bzw. „abs.“ (Absolutwerte) kennzeichnen allgemeingültige Optimierungsgrundlagen für einen freien Entwurf, die Zeilen *DRH-90* definieren einen konkreten Antennenentwurf mit  $\lambda_u = 20$  cm.

zueinander setzt sich auch in Bezug auf die Stegkrümmung fort. Diese wird durch letztgenanntes Verhältnis ebenso beeinflusst wie durch die Steglänge und im Allgemeinen durch eine Exponentialfunktion beschrieben:

$$f(c, z) = c_1 \cdot e^{(c \cdot z)} + c_2 \quad (5.1)$$

mit

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{y_2 - y_1}{e^{(c \cdot z_2)} - e^{(c \cdot z_1)}} \\ c_2 &= \frac{y_1 \cdot e^{(c \cdot z_2)} - y_2 \cdot e^{(c \cdot z_1)}}{e^{(c \cdot z_2)} - e^{(c \cdot z_1)}} \end{aligned} \quad (5.2)$$

In Anlehnung an Abbildung 5.04 beschreiben  $P_1(y_1, z_1)$  und  $P_2(y_2, z_2)$  die Eckpunkte der Kontur, während  $c$  den Grad der Krümmung maßgeblich steuert. Ein Bereich von  $0,05 < c < 0,1$  bietet sich als Startwert an. Die Differenz aus  $z_2 - z_1$  entspricht der Steglänge  $l_1 = l_2 + l_3$ , wobei die Teillänge  $l_2$  mit dem bekannten Maß  $t_1$  gleichzusetzen ist. Unbestimmt bleibt nur die Teillänge  $l_3$ , welche in guter Näherung als  $l_3 = t_2 / 2$  angenommen werden kann. Als final zu bestimmende Größe verbleibt  $y_1$ , bezogen auf die Symmetrieachse zwischen den Stegen. Dieser Wert, der die Hälfte der Spaltbreite definiert, hängt wie bereits beschrieben maßgeblich von der gewünschten Bandbreite und der Stegbreite ab und sollte erfahrungsgemäß zuerst in einem Intervall von  $h = 2 \cdot |y_1| = 0,15 \dots 0,19 \cdot d$  gesucht werden. Somit sind die Anfangswerte einer Optimierung für alle grundlegenden Strukturen einer Doppelsteghornantenne festgelegt und in Tabelle 5.01 zusammengefasst.

Eine bisher vernachlässigte Komponente ist die Speisung der Antenne, die zwar für die Funktion entscheidend ist, aber für einen chronologischen Entwurfsablauf erst an dieser Stelle bedeutsam wird. In aller Regel werden koaxiale Speisesysteme bevorzugt. Dies stellt im Hinblick auf die streng symmetrische Antennenengeometrie eine Überraschung dar, weil keine offensichtlichen Symmetrierglieder zum Einsatz kommen. Stattdessen wird ein direkter Übergang von einem Koaxial- auf ein Schlitzleitersystem benutzt, bei dem eine direkt eingeprägte Potentialdifferenz zur Anregung des jeweils anderen Leitungssystems zum Tragen kommt. Diese relative Potentialdifferenz bestimmt letztendlich das Feldbild zwischen den Doppelstegen, welches für eine Abstrahlung maßgeblich verantwortlich ist. Das Absolutpotential ist dabei durch die Feldkonzentration zwischen den Stegen und die schirmende Wirkung des Hornaufbaus uninteressant. Vereinfacht ausgedrückt erzeugt eine Spannung an den jeweiligen Stegen für einen symmetrischen Fall von  $-1 \text{ V}$  und  $+1 \text{ V}$  dasselbe Feldbild wie für einen unsymmetrischen Fall mit Potentialen von  $0 \text{ V}$  und  $+2 \text{ V}$ . Eine Symmetrierung zwischen Speiseleitung und Antennenstruktur ist unnötig und im Sinne einer bandbegrenzten Struktur auch ungünstig. Kritisch hingegen ist der konstruktive Übergang zwischen Koaxial- und Doppelstegstruktur. Dieser wird in Abbildung 5.05 verdeutlicht und stellt die am häufigsten gewählte Realisierung dar. Ein Koaxialverbinder befindet sich auf der Mittelachse der Stege im Bereich des geringsten Stegabstandes. Er bildet die äußere Schnittstelle eines Koaxialsystems, welches innerhalb des nächstliegenden Steges verläuft. Der Steg mit entsprechender Durchgangsbohrung  $d_a$

Abb. 5.03:

Ersatzschaltbild eines Doppelsteghorns [65]. Aus einem kleineren Stegabstand resultiert ein zunehmendes kapazitives Verhalten am Speisepunkt.

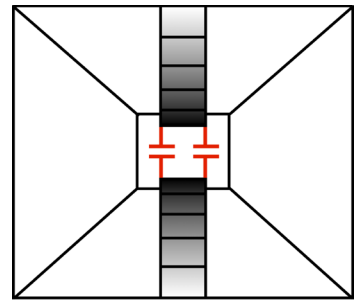


Abb. 5.04:

Schematische Darstellung eines Doppelsteges und Kennzeichnung grundlegender Abmessungen. Erläuterungen zur Dimensionierung im Text bzw. in Tab. 5.01.

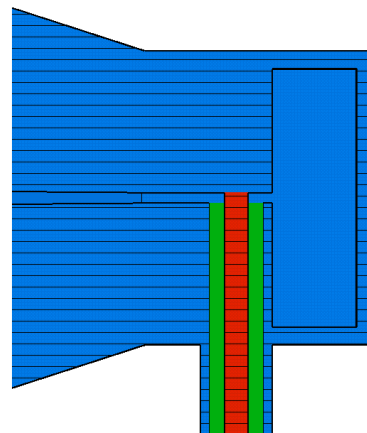
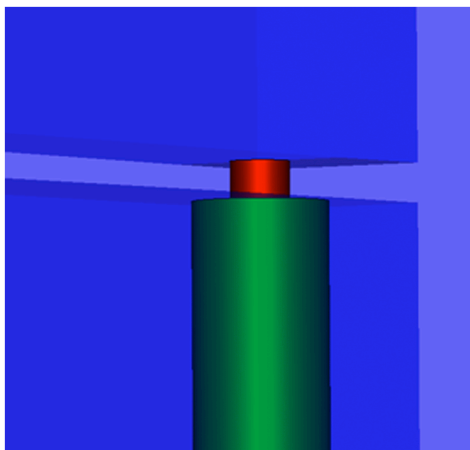
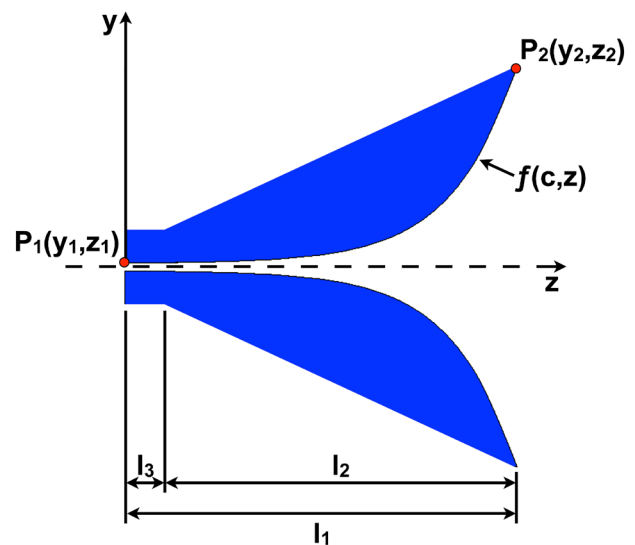


Abb. 5.05: Schematische Darstellung einer galvanisch gekoppelten coaxialen Speisung eines Doppelsteghorns. Farblich hervorgehoben sind die Komponenten der Koaxialleitung im Inneren der Doppelstege: Außenleiter bzw. Gehäuse (blau), Dielektrikum (grün) und Innenleiter (rot).

bildet den Außenleiter. Der verlängerte Innenleiter des Koaxialverbinders mit dem Durchmesser  $d_i = 7 / 16 \cdot d_a$  verläuft zentrisch durch die Stegbohrung und ist nach Überbrückung des Stegabstandes galvanisch oder wahlweise kapazitiv mit dem dem Koaxsystem gegenüberliegenden Steg verbunden. Der Bereich des Stegabstandes stellt für das Koaxialsystem, bedingt durch dessen geringe Distanz, nur eine zu vernachlässigende Störung dar.

Nach dieser Beschreibung des Aufbaus und der Benennung genereller Entwurfskriterien soll im Folgenden eine realisierte Antenne charakterisiert werden, welche als Kleinserie in unterschiedlichen Projekten des DFG-Schwerpunktprogramms *UKoLoS* Anwendung gefunden hat. Für den Entwurf wurde die zuvor beschriebene Strategie angewendet. Nachdem durch zahlreiche numerische Optimierungen befriedigende Antenneneigenschaften modelliert werden konnten (vgl. Anlage 1), wurden anhand der ermittelten und in Tabelle 5.01 zusammengefassten Geometrieparameter insgesamt sechs Funktionsmodelle aufgebaut. Die zusammenhängende Horn- und Hohlleitersektion wurde in einer Fräs- und Löttechnik hergestellt, während die Doppelstege aus praktischen Erwägungen elektroerosiv entstanden sind.

Aufbauend auf der Idee variabler Stege auf Basis eines verstellbaren Metallbandes wurde bei diesem Antennentyp erstmals ein Verstellmechanismus für massiv gestaltete Stege eingeführt. Zu diesem Zweck ist zunächst im Bereich der vorgesehenen Stegposition in die größeren Seitenwände der Horn- und Hohlleitersektion eine Nut bis auf die halbe Materialstärke eingearbeitet worden. In diese können die um das Tiefenmaß der Nut vergrößerten Stege eingesetzt und schienenartig geführt werden. Eine Fixierung erfolgt für jeden Steg mit je vier Schraubenpaaren, die nach dem Zug-Druck-Prinzip eine definierte und tiefenverstellbare Befestigung gewährleisten. Der mögliche mechanische Hub pro Steg beträgt etwa 0,6 mm und ist vorzugsweise für einen nachträglichen Feinabgleich des Stegabstandes im Speisungsbereich gedacht, der auf die zu erreichenden Reflexionskoeffizienten einen nachhaltigen Einfluss hat. Durch diesen Mechanismus ist es möglich, ohne eine zeit- und kostenaufwändige Optimierung des Herstellungsprozesses optimale Antennenwerte in einem Kleinserienvolumen zu erzielen.

Die im Mittel bei diesem Antennentyp erreichten Reflexionskoeffizienten und der Gewinn in Hauptstrahlrichtung sind in Abbildung 5.06 zusammengefasst. Die Betriebsbandbreite dieses Antennentyps ist zwischen 1,5 ... 11,5 GHz spezifiziert, innerhalb derer Reflexionskoeffizienten kleiner als - 10 dB und Gewinne bis 13 dBi erzielt werden. Mit Ausnahme eines schmalbandigen Effektes knapp unterhalb von 4 GHz zeigt der Antennengewinn einen generell gleichförmigen Verlauf. Die Messungen des Richtdiagramms innerhalb einer Antennenmesskammer ergab für die beiden orthogonalen Schnitte der H- und E-Ebene, bezogen auf die Antennenstege, die in Abbildung 5.07 gezeigten Resultate. Die Halbwertsbandbreite, hervorgehoben durch eine schwarze Höhenlinie, liegt bei Winkeln zwischen  $\pm 20 \dots \pm 40^\circ$ . In dem Richtdiagramm der H-Ebene ist der Gewinnverlust um 4 GHz mit einer breiteren Strahlungskeule verbunden, wobei durch die schmalbandige Anregung eines parasitären Modes die Strahlungsleistung auf einen größeren Raumwinkel verteilt wird. Obwohl nicht dargestellt findet sich ein ähnlicher, jedoch ungleich stärkerer Effekt um 12,5 GHz, bei dem ein ebenso schmalbandiger Gewinneinbruch von etwa 10 dB durch eine Nullstelle des Strahlungsdiagramms direkt in Hauptstrahlungsrichtung hervor-

gerufen wird. Wegen dessen Lage außerhalb des angestrebten Nutzfrequenzbandes wurde auf eine Unterdrückung dieses unerwünschten Strahlungsmoden verzichtet und die Spezifikation, ungeachtet eines weiterhin nutzbaren Frequenzbandes von 13 ... 15 GHz, wie bereits beschrieben, auf die ursprüngliche Entwurfsbandbreite begrenzt. Bei möglichen Folgeentwürfen mit weniger strikten Geometrieforderungen wäre diesen Phänomenen durch eine generell längere Bauform und einer komplexeren Gestaltung der Hohlleitersektion im Speisungsbereich zu begegnen.

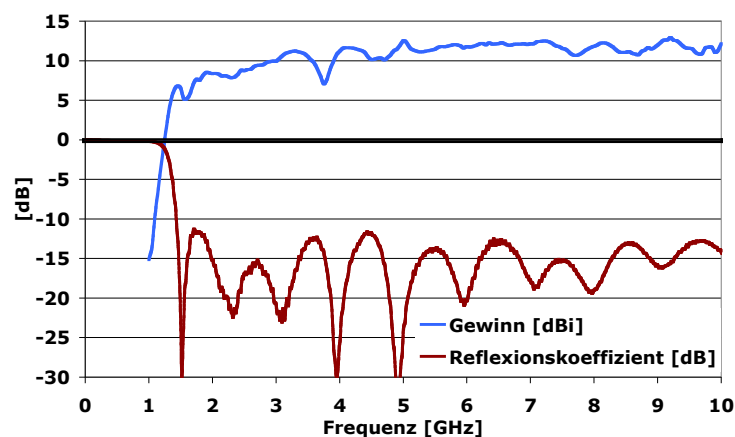


Abb. 5.06: Typisch zu messender Reflexionskoeffizient und realisierter Gewinn in Hauptstrahlungsrichtung des Antennentyps *DRH-90* über der Frequenz.

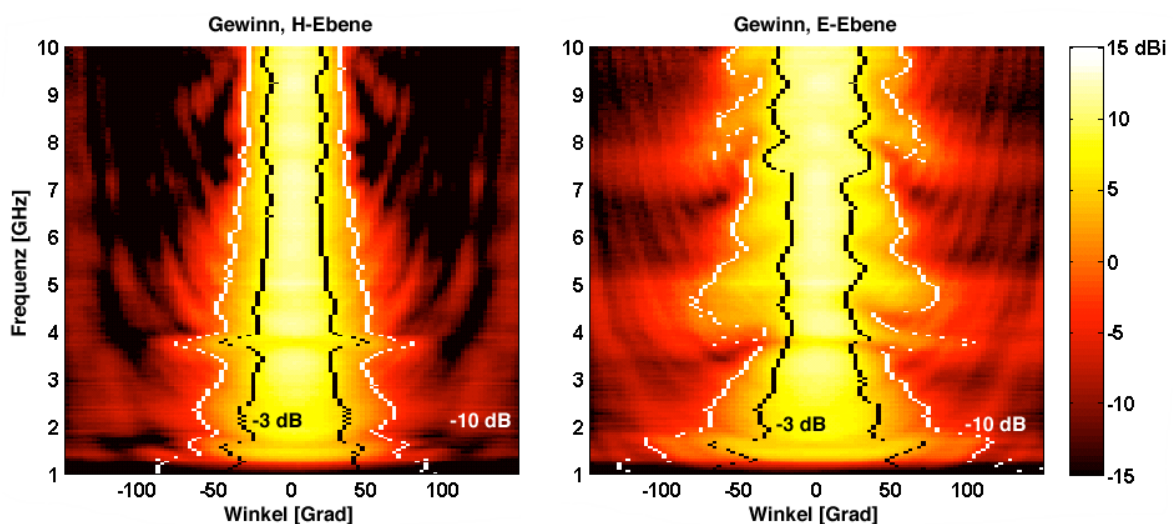


Abb. 5.07: Zweidimensionale Darstellung des gemessenen Richtdiagramms einer *DRH-90*-Antenne für die H- und E-Ebene. Skalierung entsprechend dem realisierten Antennengewinn in dBi. Die schwarzen und weißen Konturlinien kennzeichnen die - 3- und - 10-dB-Keulenbreiten relativ zum frequenzabhängigen Maximalgewinn.

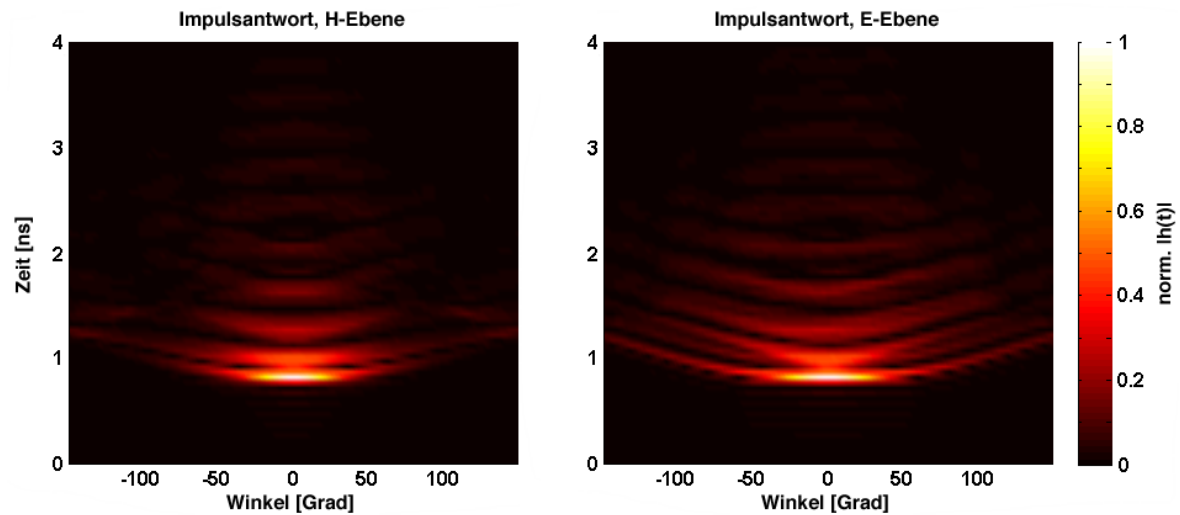


Abb. 5.08: Zweidimensionale Darstellung der gemessenen Impulsantworten der Antenne *DRH-90* für die H- und E-Ebene. Skala normiert auf Maximum der Impulsantworten.

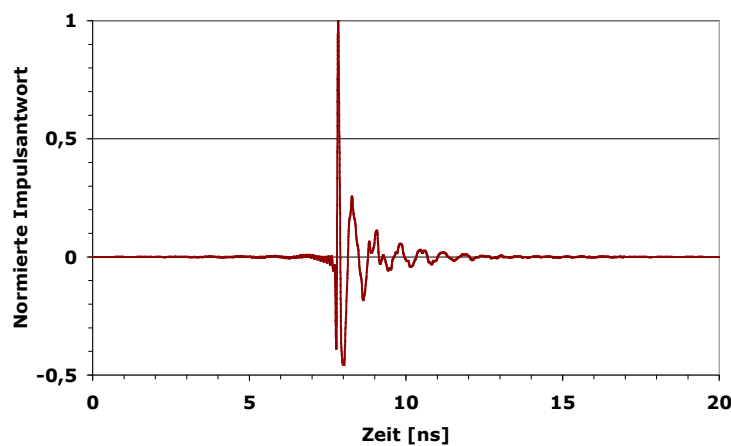


Abb. 5.09: Aus Abbildung 5.08 extrahierte Impulsantwort für die Hauptstrahlungsrichtung ( $0^\circ$ ) der Antenne *DRH-90*.

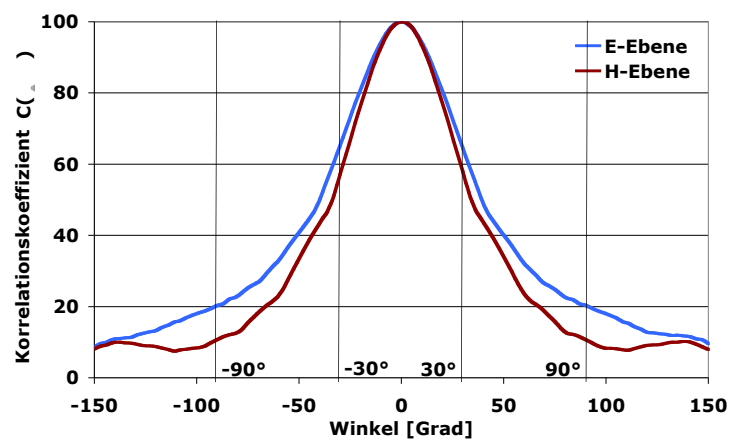


Abb. 5.10: Kohärenzdiagramme  $C(\theta, \varphi)$  der Antenne *DRH-90* für die H- und E-Ebene, basierend auf den Impulsantworten aus Abbildung 5.08.



Trotz dieser kritischen Anmerkungen weist die Antenne innerhalb des Nutzfrequenzbandes ein zufriedenstellendes Strahlungsdiagramm im Frequenzbereich auf. In Ergänzung dazu, aber insbesondere in Bezug auf den geplanten Einsatz mit einem zeitbereichsbasierten System, ist auch die Charakterisierung im Zeitbereich von großem Interesse. Zu diesem Zweck wurde aus der zunächst feingegliederten und komplexwertigen Übertragungsfunktion der Antenne im Intervall von 1 ... 10 GHz mittels einer Fouriertransformation die Strahlungscharakteristik im Zeitbereich ermittelt. Analog zum Richtdiagramm sind in Abbildung 5.08 die Schnittbilder der Impulsantworten in H- und E-Ebene zusammengefasst. Beide Diagramme weisen eine geringfügige Winkelabhängigkeit auf, was auf eine Abweichung zwischen Dreh- und Impulszentrum zurückzuführen ist. Abbildung 5.08 weist hierbei im Mittel eine Zeitdifferenz von 0,135 ns für den Hauptpuls bei einem Betrachtungswinkel von  $90^\circ$  verglichen mit der Hauptstrahlungsrichtung auf. Dies entspricht einer Streckenabweichung von 40 mm zwischen dem Impulszentrum und dem Drehzentrum (vgl. Kapitel 7.2). Die anwachsende Zeit deutet hierbei auf eine Antennenposition vor dem Drehzentrum hin, was den Messabstand und folglich auch die Ausbreitungsdauer proportional zum Drehwinkel erhöht. Die Länge der in Abbildung 5.09 für die Hauptstrahlungsrichtung extrahierten Impulsantwort lässt sich zu etwa  $T_{FWHM} = 230$  ps bestimmen, welche primär durch die begrenzte Messbandbreite limitiert ist. Dieser Wert wird maßgeblich durch die positive Unterdrückung des potentiellen Nachschwingens erreicht.

Auf Basis der Zeitantwort in Hauptstrahlungsrichtung wird schließlich die Kohärenzcharakteristik bestimmt (vgl. Kapitel 4.4), welche die Signaltreue bei zur Hauptstrahlungsrichtung abweichenden Betrachtungswinkeln angibt. Wie aus Abbildung 5.10 zu entnehmen ist, ergeben sich jeweils für die H- und E-Ebene Glockenkurven leicht veränderlicher Breite, was auf differierende Direktivitäten der Ebenen zurückzuführen ist. Bei ca.  $30^\circ$  Öffnungswinkel, etwa dem Mittelwert der Halbwertsbreiten der Richtdiagramme, wird noch eine Korrelation von 60 % erreicht. Generell sollten Kohärenzdiagramme unter dem Aspekt der Zeitbereichsbetrachtung bewertet werden, woraus sie sich auch ursächlich ergeben. Rückschlüsse auf das Strahlungsverhalten im Frequenzbereich sollten vermieden werden, da sowohl Amplituden- als auch Phaseninformationen berücksichtigt werden müssten. Meist wird jedoch nur die Betragsinformation dargestellt.

Auf Grundlage des in diesem Kapitel vorgestellten Antennentyps und insbesondere der beschriebenen Realisierung werden in den folgenden Kapiteln auf spezialisierte Anwendungen optimierte Antennen präsentiert. Messergebnisse, die unter Einbeziehung der beschriebenen Doppelsteghornantenne in das Radarsystem gewonnen wurden, sind in Kapitel 8.1 zusammengefasst.

## 5.2 Grundentwurf dielektrisch skaliertem Doppelsteghornantennen

In den Kapiteln 3.2 und 4.2 ist der Einsatz dielektrischer Materialien zur dielektrischen Anpassung und Antennenskalierung bereits ausführlich diskutiert worden. In diesem Kapitel wird daher ein erstes Antennendesign vorgestellt, welches auf eine dielektrische Skalierung zurückgeht, um die äußeren geometrischen Abmessungen unter Beibehaltung der Betriebsparameter zu reduzieren [36]. Zum Zeitpunkt der Antennenentwicklung herrschten identische Rahmenbedingungen bezüglich der Betriebsparameter, wie sie bereits im vorangegangenen Kapitel beschrieben wurden. Daher fiel in Anlehnung an die Doppelsteghornantenne *DRH-90* die untere Grenzfrequenz ebenso in einen Bereich um 1,5 GHz. Als Entwurfsrichtlinie für die obere Grenzfrequenz wurden 10 GHz festgesetzt.

Entsprechend der in Kapitel 3.2 durchgeführten Untersuchungen wurde für diesen ersten Antennenentwurf hochreines Aceton (99 % Dimethylketon,  $C_3H_6O$ ) als primäres Antennendielektrikum verwendet. Die dielektrischen Eigenschaften des Materials sind bereits ausführlich in Kapitel 3.2 betrachtet worden. Daher soll lediglich der dielektrische Verlustwinkel mit einer Größenordnung von 60 %, verglichen mit destilliertem Wasser, neuerlich genannt werden. Die daraus resultierenden Dämpfungswerte können toleriert werden, da die Wegstrecke bedingt durch die kompakte Antennengeometrie, nur 4 cm beträgt, in der sich ein Signal durch das Medium ausbreiten muss. Wegen der beschränkten Biokompatibilität des Acetons muss die Antenne mit einer dünnen Folie versiegelt werden. Die geringe Frequenzabhängigkeit der Permittivität des Acetons hat den numerischen Entwurf einer UWB-Antenne wesentlich erleichtert, während die optische Transparenz die Handhabung der Antenne bei jenen Experimenten verbessert, bei denen sie komplett in das Medium eingetaucht werden muss. Alternativ zu Aceton kann die Antenne mit einer in Kapitel 3.2 beschriebenen biokompatiblen Öl-Gelatine-Verbindung befüllt beziehungsweise betrieben werden, welche durch ihre feste Gestalt und unbedenkliche Handhabung Vorteile, aber durch höhere Verluste auch Nachteile bietet (vgl. Kapitel 3.1)

Bei der dielektrischen Skalierung von Wanderwellenantennen, wie *Tapered-Slot*-Antennen oder Doppelsteghornantennen, müssen die Phasenkonstante, die Wellenimpedanz und die Speisestruktur berücksichtigt werden. Dementsprechend wurden iterativ Vollwellensimulationen durchgeführt, um die optimalen Werte der wichtigsten Parameter eines Doppelsteghorns wie Krümmung der Stege, deren Abstand zueinander und die Geometrie des Horns zu bestimmen (vgl. Kapitel 5.1 und Anlage 2). Entsprechend den in Kapitel 4.2 betrachteten Impedanzbedingungen beläuft sich die Größenreduktion nicht auf einen Faktor analog zur Wurzel der Permittivität, sondern fällt bezogen auf die unveränderte untere Grenzfrequenz geringer aus. Die elektrische Länge der Antenne, relativ zur unteren Grenzfrequenz von 1,5 GHz, ergab sich zu  $w/\lambda \approx 0,93$  (E-Ebene), was dem Doppelten einer vergleichbaren, unskalierten Antenne entspricht. Trotzdem konnte die Geometrie der Aperturfläche, welche maßgebend für biomedizinische Anwendungen ist, verglichen mit dem gewöhnlichen Doppelsteghorn ähnlicher Leistungsdaten *DRH-90*, auf ein Achtel reduziert werden. Abbildung 5.11 zeigt eine Fotografie der skalierten und für den Betrieb in Kombination mit Aceton ausgelegten Version des Doppelsteghorns. Bereits bei früheren Experimenten mit planaren UWB-Antennen stellte sich die Möglichkeit einer nachträglichen Abstimmung der Speisepunktkapazität einer Antenne als nützliches Detail

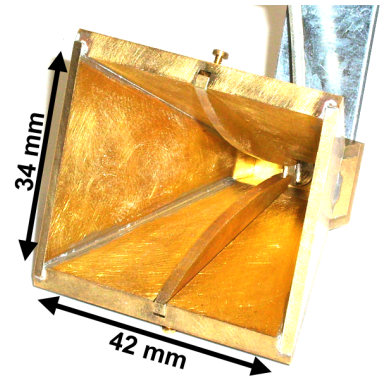


Abb. 5.11:  
Doppelsteghornantenne mit verstellbaren Stegen für den Betrieb in Aceton.

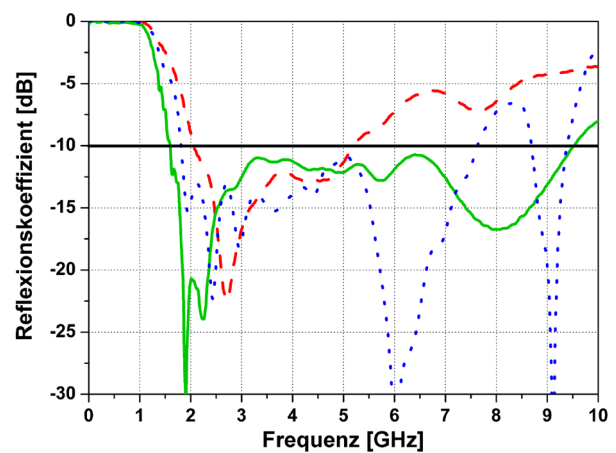


Abb. 5.12:  
Reflexionskoeffizienten einer dielektrisch skalierten DRH-Antenne (Abb. 5.11): gemessen nach der Fertigung (rote Kurve), nach erfolgtem Abgleich (grüne Kurve) und zum Vergleich als Simulationsdaten (blaue Kurve).

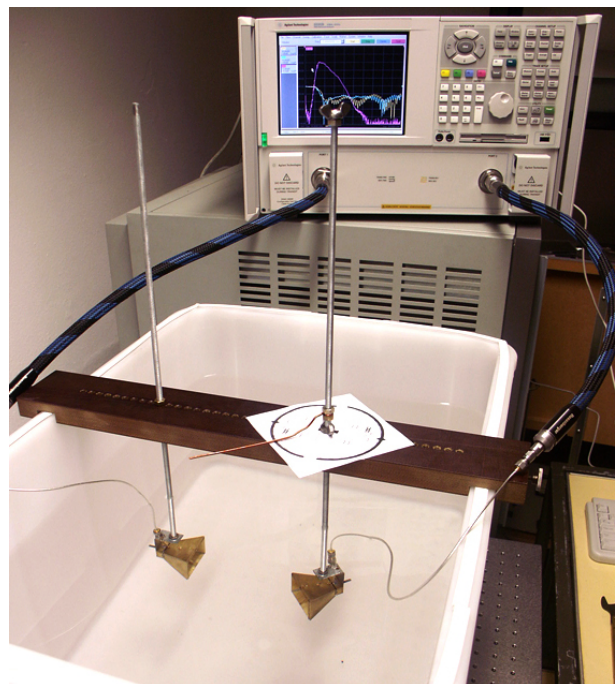


Abb. 5.13:  
Fotografie einer Messanordnung zur Bestimmung der Strahlungseigenschaften einer dielektrisch skalierten DRH-Antenne innerhalb eines Mediums (Aceton). Messverfahren: Zwei-Antennen-Methode.

heraus, um befriedigende Reflexionskoeffizienten zu erreichen. Zur Implementierung einer nachträglichen Abstimmungsmöglichkeit bei den Antennen wurde der bereits im vorigen Kapitel eingeführte Mechanismus übernommen, der es ermöglicht, beide Stege zueinander zu verstellen. Hierfür werden beide in einem auf 2 mm Tiefe erweiterten Schlitz innerhalb der Wände der Horn- und Hohlleitersektion mechanisch geführt, wobei sie an je drei Punkten mit zwei gegeneinander verspannbaren Schrauben tiefenvariabel fixiert werden. Dies ermöglicht eine Einstellung der Neigung und des Abstandes der Stege im Bereich von je 1 mm.

Der Nutzen dieser Mechanik lässt sich anhand der verbesserten Anpassung belegen, wie aus Abbildung 5.12 deutlich wird. Verglichen mit einer - 10 dB Anpassungsbandbreite von 3 GHz direkt nach der Fertigung (rote Kurve) kann diese durch Verstellen auf über 8 GHz (grüne Kurve) erhöht werden. Der blaue Graph in Abbildung 5.12 bezieht sich auf Simulationsrechnungen des Reflexionskoeffizienten ohne Berücksichtigung dielektrischer Verluste. Es muss erwähnt werden, dass oberhalb von 7 GHz die dielektrischen Verluste des Acetons in der Antenne wesentlich zu einer positiven Anpassung beitragen, wobei dieser Effekt auch die Unterschiede zwischen Simulation und Messung in diesem Bereich erklärt. Bei Verwendung einer Öl-Gelatine-Verbindung ist diese Wirkung, bedingt durch höhere Verluste als bei Aceton, stärker ausgeprägt.

Die Messung der Richtcharakteristik in Aceton eingetauchter Strahler erfordert eine besondere Ausrüstung. Für diesen Zweck wurde ein spezielles Gefäß ausgewählt, welches 75 l Aceton aufnehmen kann. Der Behälter ist dabei mit einer manuellen Positionierungsvorrichtung ausgerüstet, die reproduzierbare Einstellungen von Antennenabstand und horizontalem Drehwinkel ermöglicht. Abbildung 5.13 zeigt den komplettierten Messaufbau. Die Abmessungen des Behälters wurden großzügig gewählt, um zum einen Fernfeldbedingungen zu schaffen und zum anderen Messfehler durch Mehrwegeausbreitung zu minimieren. Bei den Messungen wurde ein Paar identischer Antennen mit einem Aperturabstand von 118 mm in den gefüllten Behälter eingelassen, was bei 1 GHz etwa zwei geführten Wellenlängen entspricht. Abbildung 5.14 vergleicht die Richtcharakteristiken der skalierten (obere Bildsektion) und einer konventionellen Antenne (untere Bildsektion) und offenbart eine gute Übereinstimmung sowohl in der H-Ebene (linke Bildsektion) als auch der E-Ebene (rechte Bildsektion). Kleinere Unterschiede können auf die unterschiedlichen elektrischen Größen als auch auf die dielektrischen Verluste im Fall der skalierten Antenne zurückgeführt werden. Ferner konnte der frequenzabhängige Antennengewinn durch die Zwei-Antennen-Methode ermittelt werden, bei welcher der verlustbehaftete Übertragungskanal rechnerisch eliminiert wird. Der blaue Graph von Abbildung 5.15 veranschaulicht das Ergebnis. Bei einem erneuten Vergleich mit der konventionellen Doppelsteghornantenne *DRH-90*, den roten Graph in Abbildung 5.15 repräsentierend, konnte bei tiefen und mittleren Frequenzen eine gute Übereinstimmung gefunden werden, was maximale Gewinne von 10 dBi trotz Berücksichtigung der Verluste innerhalb der Antenne mit einschließt. Bei höheren Frequenzen werden jedoch die dielektrischen Verluste dominant, was schließlich ab 7 GHz zu einem abrupten Absinken des Antennengewinns führt. Durch die begrenzte Dynamik der Messanordnung waren Gewinnmessungen über 7,3 GHz nicht möglich. Die Messung der Richtcharakteristik unter Verwendung des Antennendielektrikums auf Basis der Öl-Gelatine-Verbindung ist wegen deren plastischer Eigenschaften

## 5.2 Grundentwurf dielektrisch skalierten Doppelsteghornantennen

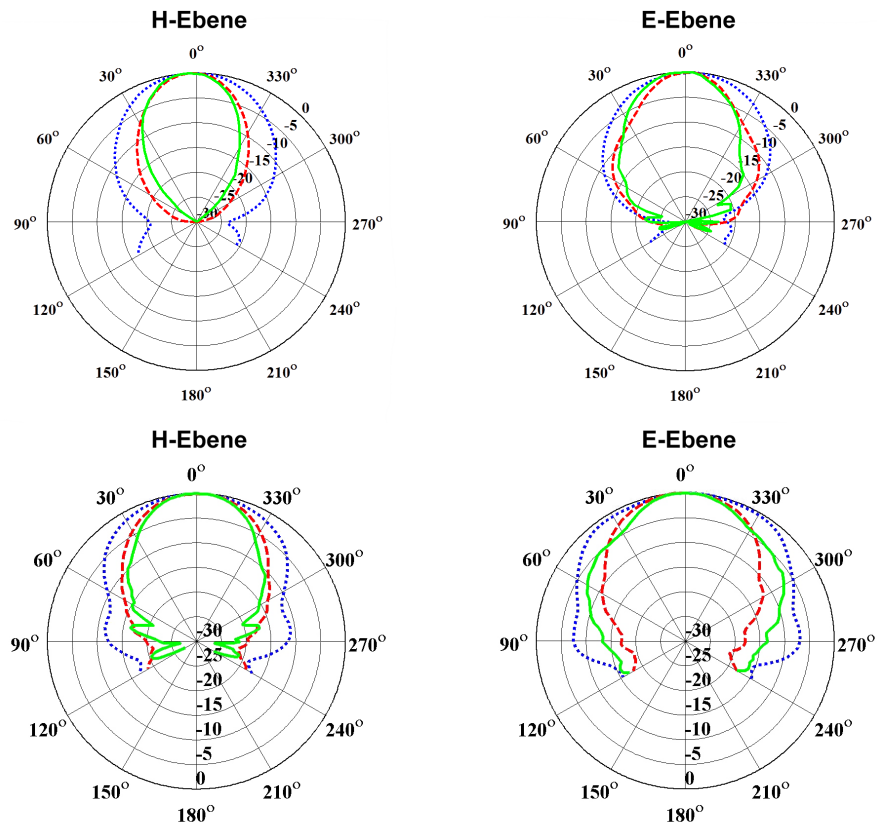


Abb. 5.14: Obere Bildsektion: Gemessene Strahlungsdiagramme (Azimuth / Elevation: 240° bis 120°) einer dielektrisch skalierten DRH-Antenne zum Betrieb in Aceton. Daten jeweils für die H- und E-Ebene bei 1,5 GHz (blaue Kurven), 3 GHz (rote Kurven) und 5 GHz (grüne Kurven). Untere Bildsektion: Wie oben, jedoch zum Vergleich für die Antenne *DRH-90* (vgl. Kap. 5.1).

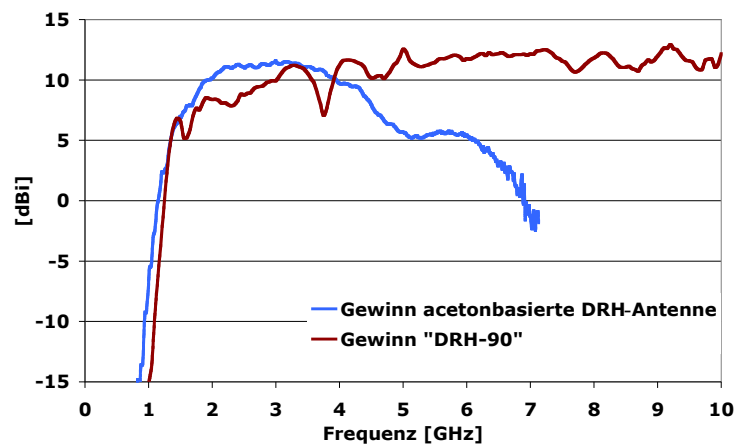


Abb. 5.15: Ermittelter Gewinn einer dielektrisch skalierten DRH-Antenne (blaue Kurve) aus einer Zwei-Antennen-Messung in Aceton im Vergleich zu der Antenne *DRH-90* (rote Kurve, vgl. Kap. 5.1).

ausgeschlossen. Die Erfahrungen mit dem Antennentyp des Doppelsteghorns belegen jedoch nachhaltig, dass keine wesentlichen Abweichungen der Richtcharakteristik bei ähnlichen Antennendielektrika zu erwarten sind. Daher wurde auf die Ermittlung von Impulsantworten zugunsten der Entwicklung von Nachfolgemodellen verzichtet.

In der Folge wurden beide verfügbaren Prototypen zunächst für Vergleichsmessungen zur Bestimmung des Dynamikumfangs unterschiedlicher Radarszenarien verwendet, wobei die Antennen in Verbindung mit Aceton unter Laborbedingungen betrieben wurden. Als Resultat der in Kapitel 8.1 detailliert beschriebenen Messreihe entstanden Aussagen über die gute Eignung dielektrisch skalierten Antennen für kontaktbasierte Messszenarien. Als Folge dieser Erkenntnisse wurde die Antenne in einer Kleinserie von 8 Stück gefertigt und bildete mit einem Gesamtbestand von zuletzt zehn Antennen die Grundlage für erste biomedizinische Untersuchungen. Hierbei standen sowohl bistatische Messungen an Probanden als auch multistatische Messungen mit einem 10-elementigen Antennenarray an einem Brustphantom im Vordergrund, wie Abbildung 5.16 zeigt. Es wurde aus Gründen der Hautverträglichkeit als auch der leichteren Handhabung durchgängig die Öl-Gelatine-Verbindung als Antennendielektrikum eingesetzt [66].

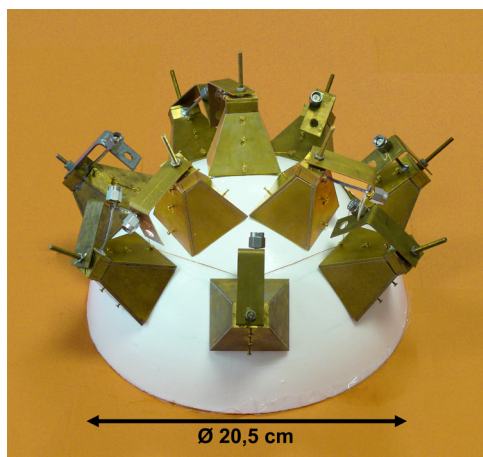


Abb. 5.16:  
Zehnelementiges Antennenarray, bestehend aus dielektrisch skalierten DRH-Antennen (vgl. Abb. 5.11), angeordnet um ein übergroßes Brustphantom zur dielektrischen Bildgebung.

### 5.3 Keramikbasierte Doppelsteghornantennen

Aus den Erkenntnissen des vorangehenden Kapitels wird deutlich, dass dielektrisch skalierte Antennen auch in konkreten Realisierungen das Potential besitzen, eine geringe geometrische Größe mit einer niedrigen unteren Grenzfrequenz zu verbinden. Antennengrößen, die aus anatomischen und diagnostischen Gesichtspunkten interessant wären, sind bisher aber nicht erreicht worden. Der Schlüssel zur Lösung liegt in einem kumulativen Ansatz, der die Erkenntnisse zu hochdielektrischen Keramiken (Kapitel 3.2) sowie geometrisch kleinen Antennen (Kapitel 4.2) und erste Erfahrungen mit dielektrisch skalierten Antennen (voranstehendes Kapitel) miteinander vereint. Einem entsprechenden Ansatz folgend wird in diesem Kapitel der Entwurf, die Realisierung und die messtechnische Charakterisierung eines auf Keramik basierten Doppelsteghorns beschrieben. Ausgehend von einem konventionellen Doppelsteghorn (Kapitel 5.1) wurde ein numerisches Modell einer weiteren Antenne erstellt, bei der dem Horninneren eine Permittivität von  $\epsilon' = 60$  zugewiesen wurde. Dieser Wert ist bereits aus Kapitel 3.2 für die kommerziell verfügbare Keramik *LF-085* bekannt, welche in einer nachfolgenden Realisierung den Antennenkörper bilden soll. Für die Antennenumgebung wurde destilliertes Wasser mit einer Permittivität von  $\epsilon' = 76$  modelliert. Aus der Theorie geometrisch kleiner Antennen (Kapitel 4.2) ist bekannt, dass durch die gleichsam mit der geometrischen Skalierung erfolgende Impedanzskalierung entsprechend des Verkürzungsfaktors auch die Fußpunktimpedanz von  $50\ \Omega$  auf  $6,5\ \Omega$  reduziert werden müsste. Nur in diesem Fall wäre bei einem Beibehalten der originalen Antennenproportionen gewährleistet, nahezu identische Antenneneigenschaften zu bewahren. Dieser Umstand ist anhand numerischer Berechnungen nachzuvollziehen. Um aber im Rahmen erster prinzipieller Studien konventionelle Messgeräte zur Antennencharakterisierung nutzen zu können wurden die Antennenproportionen derart modifiziert, dass bei eingeschränkter Bandbreite eine konventionelle Fußpunktimpedanz von  $50\ \Omega$  erhalten blieb. Numerische Optimierungen der Struktur ergaben analog zu der grünen Kurve in Abbildung 5.20 einen befriedigenden Reflexionskoeffizienten innerhalb einer erwarteten Bandbreite von 2 ... 6 GHz (vgl. Anlage 3). Bis auf eine geringfügige Abweichung um 5,5 GHz wurde zudem ein fokussiertes Strahlungsdiagramm vorhergesagt. Die numerisch optimierten Geometrieparameter bildeten anschließend die Basis für eine erste Realisierung, für welche zunächst eine geeignete Fertigungstechnologie entwickelt werden musste. Um den Aufwand zur mechanischen Nachbearbeitung auf ein notwendiges Minimum zu reduzieren, wurde ein Trockenpressprozess verwendet, bei dem ohne weitere Zwischenschritte der pyramidenartige Grundkörper eines Doppelsteghorns hergestellt werden konnte [67]. Zu diesem Zweck wurde eine Pressform aus widerstandsfähigem Stahl (*90MnCrV8*) gefertigt, deren Innengestalt dem Negativ des angestrebten Grünkörpers entspricht. Ein elektroerosiver Herstellungsprozess erzeugt dabei im Vergleich zu spanabhebenden Bearbeitungen die weitaus glattere Oberfläche, was sich auf den Pressvorgang begünstigend auswirkt. Aus Stabilitätsgründen wurden die Doppelstege nicht in der Pressform berücksichtigt. Diese werden in einem nachfolgenden Schritt separat hinzugefügt. Bei der Dimensionierung der Pressform war der bereits in Kapitel 3.2 ermittelte Schwindungsfaktor der Keramik zu beachten, deren Größe sich während des anschließenden Brennprozesses um bis zu ein Fünftel reduziert. Neben geometrischen Aspekten



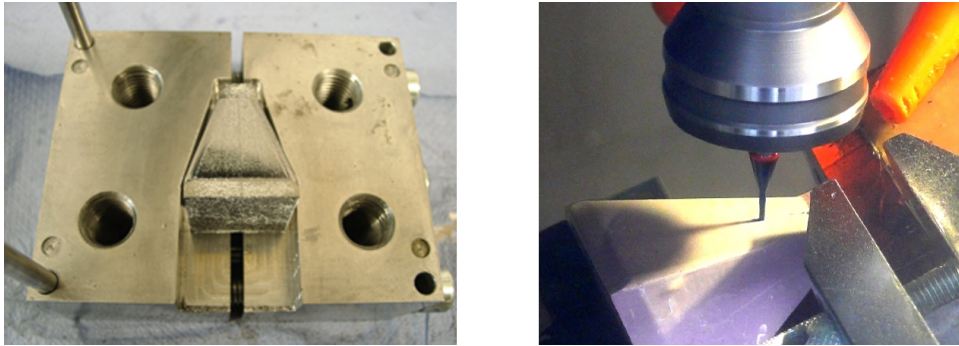


Abb. 5.17: Die linke Darstellung zeigt einen trockengepressten Grünkörper einer keramisch basierten Doppelsteghornantenne in einer geöffneten Pressform, bedeckt mit organischem Gleitmittel. Die rechte Darstellung veranschaulicht den Schleifprozess, um die Doppelstege in den gesinterten Keramikkörper einzuarbeiten.

mussten weitere Eigenschaften der Pressform während aufwändiger Versuche optimiert und iterativ nachgerüstet werden. Um ein erfolgreiches Entformen des Grünkörpers zu ermöglichen, war eine zweiteilige Form unzureichend und führte ausnahmslos zur Zerstörung der Presslinge, welche sich durch eine Presskraft von 10 Tonnen regelrecht in der Form verkeilt hatten. Eine nochmalige Unterteilung der Form in schließlich vier Segmente ermöglichte ein Öffnen nach der Art einer Spannzange. In Verbindung mit einem auf Graphitstaub und Ölsäure basierenden Gleitmittel, welches vor dem Befüllen auf die Form aufgebracht wird, garantiert diese Modifikation ein problemloses Herauslösen des Grünkörpers aus der Pressform. Die linke Darstellung in Abbildung 5.17 zeigt die geöffnete Form mit einem erfolgreich gepressten und entformten Grundkörper der Antenne. Im nachfolgenden Brennprozess werden die Presslinge 5,5 Stunden bis auf eine Temperatur von 1100 °C aufgewärmt und vier Stunden gesintert. Eine Abkühlungsphase von mehreren Stunden ist einzuhalten, um thermische Spannungen im Material zu verhindern. In einem weiteren Schritt werden basierend auf bereits aus Kapitel 3.2 bekannten Bearbeitungsverfahren die linear geformten Doppelstege mit einer maximalen Tiefe von jeweils 1,7 mm in die gesinterten Keramikkörper mit Diamantschleifstiften eingearbeitet. Dieser

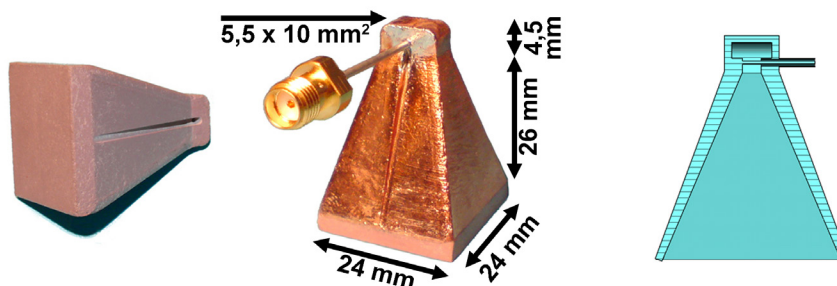


Abb. 5.18: Die linke Darstellung zeigt den komplett bearbeiteten Keramikkörper einer Antenne. Die mittlere Darstellung zeigt die resultierende Antenne inklusive Metallisierung, Speiseleitung und Dimensionen. Die rechte Darstellung zeigt ein Schnittmodell der Antenne.



Prozess wird im rechten Teil von Abbildung 5.17 veranschaulicht. Das letzte noch fehlende Detail ist ein kleines Loch für den Innenleiter der coaxialen Speiseleitung, welches sich im Anregungsbereich zwischen den Doppelstegen befindet. Die entsprechende Lage wird auch aus dem Schnittmodell im rechten Teil von Abbildung 5.18 deutlich. Während des Absenkens des Loches ist auf niedrige Zustellungen zu achten, da der Keramikkörper nur geringe Druckkräfte aufnehmen kann.

Nach erfolgreicher Herstellung des Keramikkörpers, entsprechend der Illustration im linken Teil von Abbildung 5.18, ist ein Metallisierungsprozess erforderlich, um die Ströme im Mantel der Antenne zu tragen. In Kapitel 3.2 wurden bereits drei verschiedene Verfahren vorgestellt und diskutiert, von denen zunächst der galvanische Prozess auf Leitsilberbasis aus praktischen Erwägungen für erste Realisierungen bevorzugt wurde. Als letzter Prozessschritt ist eine Miniatur-Koaxialleitung mit einem Durchmesser von 1,2 mm als Speisung mit der Antenne verlötet worden. Die fertiggestellte Antenne mit ihren Abmaßen wird in der mittleren Darstellung von Abbildung 5.18 präsentiert. Die Schnittdarstellung im rechten Teil derselben Abbildung macht die geradlinig gestreckte Ausführung der Doppelstege, als direkte Folge einer unskalierten Speisungsimpedanz (vgl. Kapitel 4.2), deutlich. Die beschriebene Antennenrealisierung wurde beim Deutschen Patent- und Markenamt als Gebrauchsmuster angemeldet [68].

In Abbildung 5.20 (blauer Graph) sind erste Messergebnisse für die Anpassung der keramikbasierten Doppelsteghornantenne unmittelbar nach der Herstellung abgebildet. Ein Reflexionskoeffizient unter - 8 dB wird durch Optimierungen an der Doppelsteggeometrie für einen Frequenzbereich von 2 ... 6 GHz erreicht, wobei die Antenne zur Messung in destilliertes Wasser eingetaucht wurde. Verglichen mit den Erwartungswerten aus der numerischen Optimierung (grüne Kurve, Abbildung 5.20) fallen die Messwerte im Mittel 7 dB zu gering aus. Anschließende Experimente ergaben bereits eine Varianz von 2 dB bei abgewandelter Montage der Speiseleitung, so dass generelle Probleme in dem dualen Aufbau und der Kontaktierung der stromführenden Schichten der Antenne als primäre Ursache vermutet werden. Daraus resultieren folgende Abwandlungen in der Metallisierung und Kontaktierung der Antenne, die sich zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch in der Verifikationsphase befinden.

Zum einen wird eine einschichtige Metallisierung auf einem palladiumbasierten Galvanikprozess untersucht, da sich die hochfrequenten Ströme nicht auf der Außenseite der Antenne, sondern auf der nach innen gewandten Seite ausbreiten. Auf diesem Weg soll die bisherige etwa 15 ... 20  $\mu\text{m}$  starke Leitsilberebene ersetzt werden, in der wegen des Skineffekts die maßgebliche Stromleitung erfolgt. Durch Inhomogenitäten und Verluste der lediglich auf lose verbundenen Silberpartikeln basierenden Lackschicht können Wechselwirkungen auch mit der nur zur Verstärkung aufgetragenen Kupferlage im Außenbereich der Antenne nicht ausgeschlossen werden. Der palladiumbasierte Galvanikprozess benötigt im Vergleich eine allenfalls mehrere Nanometer starke Belegung der Keramikoberfläche, um das Aufwachsen einer geschlossenen Kupferschicht zu ermöglichen. Somit würde die Ausbreitung der hochfrequenten Antennenströme gänzlich in einer homogenen Kupferebene erfolgen. Übergangseffekte, auch im Bereich der Speisung, könnten ausgeschlossen werden. Zum anderen soll die Verbindungsbohrung innerhalb der Doppelstege in ihrer Stärke nicht länger an das Innenleiterdielektrikum als viel mehr an

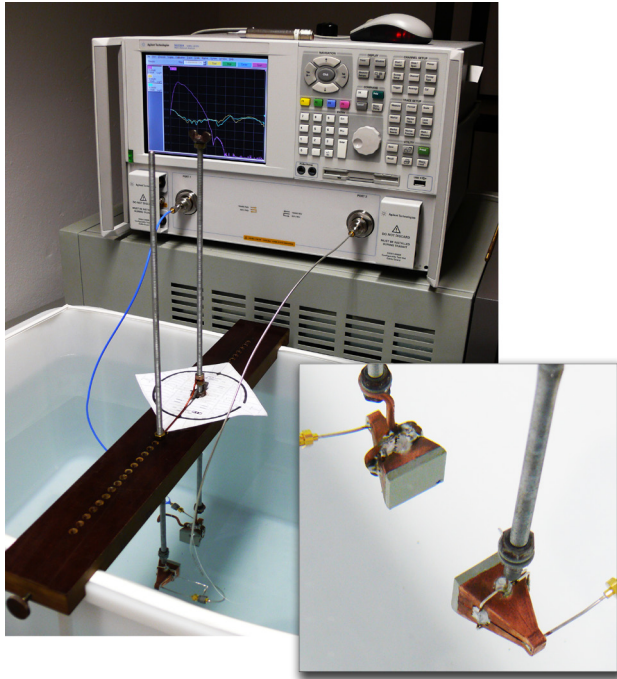


Abb. 5.19:

Messaufbau zur Ermittlung der Strahlungsdiagramme keramisch basierter DRH-Antennen. Das Hauptbild zeigt ein wassergefülltes Bassin mit einer manuell justierbaren Antennenhalterung und einem Netzwerkanalysator. Die Nebenabbildung zeigt die Anordnung des zu vermessenden Antennenpaares in Wasser. Zur Messung beider Polarisationssebenen können die Antennen jeweils 90° um ihre Längsachse gedreht werden.

den Durchmesser des Innenleiters des Speisekabels mit 270  $\mu\text{m}$  angepasst werden. Von dieser Modifikation wird ein positiver Effekt der Stromüberleitung am Kontaktierungspunkt erwartet, indem der Innenleiter mit einem minimalen Spaltmaß an die leitende Kupferebene der Antenne herangeführt und verlötet werden kann. Im Bereich technologischer Grenzen wäre darüber hinaus eine Metallisierung der Verbindungsbohrung in Anlehnung an eine Durchkontaktierung anzustreben, bei der bereits im Bereich der Bohrungslänge von etwa 1,8 mm eine kapazitive beziehungsweise galvanische Überkopplung des Hochfrequenzstroms vom Innenleiter des Speisekabels in die Antennenmetallisierung möglich wäre. Dieser Ansatz wird bereits in modifizierter Form erfolgreich bei der Kontaktierung MR-kompatibler Doppelsteghornantennen angewandt, müsste jedoch im vorliegenden Fall während späterer Arbeiten für entsprechend geringere Bohrungsdurchmesser überarbeitet werden.

Zur Bestimmung des Antennengewinns und der Strahlungseigenschaften der Antenne wurde wie bereits im vorangehenden Kapitel ein spezieller Messaufbau benötigt, bei dem die Antenne in eine dielektrische Umgebung eingebunden werden kann. In Abbildung 5.19 wird der Messaufbau veranschaulicht, für welchen ein 75 l fassendes Bassin ausgewählt und mit destilliertem Wasser gefüllt wurde [69]. Letzteres zeigt in seinen dielektrischen Eigenschaften große Ähnlichkeit zur verwendeten Keramik und eignet sich auch durch eine unbedenkliche Handhabung, optische Transparenz und fehlende Leitfähigkeit als ideale Messumgebung. Wegen der hohen Ausbreitungsdämpfung, die in allen folgenden Messungen herauskalibriert wird (vgl. Gleichung (3.4)), sind in Anbetracht der großen Kantenmaße der Messumgebung keine Messartefakte durch Mehrwegeausbreitung zu befürchten. Für die Messungen werden durch Anwendung der Zwei-Antennen-Methode zwei baugleiche Antennen an getrennten Aufhängepunkten fixiert und in der Mitte des gefüllten Bassins positioniert. Für die Bestimmung des Richtdiagramms kann eine der

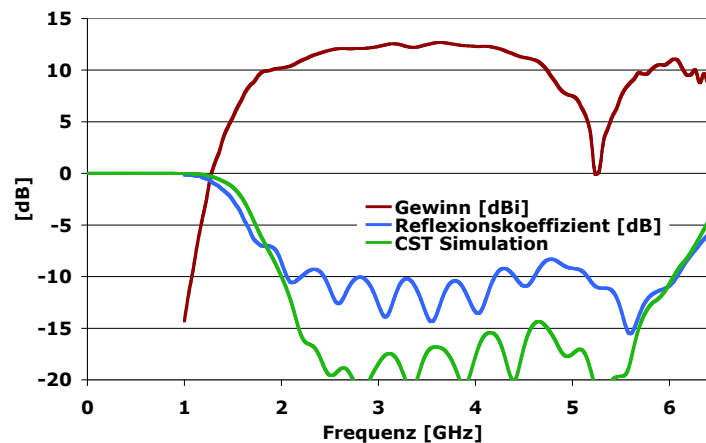


Abb. 5.20: Gemessener Reflexionskoeffizient der MR-kompatiblen DRH-Antenne (blau) und der realisierte Gewinn in Hauptstrahlungsrichtung (rot) über der Frequenz. Als Referenz ist zusätzlich der Reflexionskoeffizient aus numerischen Simulationen (grün) eingefügt.

beiden Antennen um die vertikale Achse gedreht werden. Um sowohl die H-Ebene als auch die E-Ebene ermitteln zu können, ist es erforderlich, die Antennen um jeweils  $90^\circ$  gekippt erneut zu befestigen. Aus diesem Umbau resultieren leichte Abweichungen der Aperturabstände während der jeweiligen Messungen, welche sich für die H-Ebene zu 43 mm und für die E-Ebene zu 46 mm ergeben.

Anschließende Messungen erbrachten die in Abbildung 5.20 (roter Graph) dargestellte Frequenzvariation des Gewinns in Hauptstrahlungsrichtung und die in Abbildung 5.21 dargestellten Richtdiagramme. Entsprechend vorangehender Beschreibungen wurde die Kanaldämpfung numerisch eliminiert. Die Messbandbreite lag in einem Bereich von 1 ... 6,5 GHz und wurde einerseits vom Reflexionskoeffizient und andererseits von der, durch die starke Kanaldämpfung im Wasser beeinträchtigten, Messdynamik begrenzt. Der typisch hoch ausfallende Antennengewinn einer Doppelsteghornantenne über 10 dBi konnte innerhalb einer - 8 dB Anpassungsbandbreite zwischen 2 ... 5 GHz erreicht werden, was die Erwartung niedriger Verluste innerhalb des Keramikkörpers bestätigt.

Die beiden Darstellungen in Abbildung 5.21 repräsentieren die zwei zueinander senkrecht stehenden Schnitte der H- und E-Ebene, jeweils bezogen auf die Anordnung der Antennenstege. Die Halbwertsbreiten der Hauptkeule, welche in den Abbildungen als schwarze Konturlinien gekennzeichnet sind, unterliegen frequenzabhängigen Schwankungen im Bereich von  $\pm 20^\circ$  ...  $\pm 30^\circ$ , was einem für die angestrebte Radaranwendung im Bereich der Brustkrebsdetektion geeignetem Öffnungswinkel entspricht. Mit Ausnahme von Frequenzen um 5,25 GHz weist die Hauptkeule nur geringe spektrale Schwankungen auf. Diese Ergebnisse, die bis auf die starke Aufteilung der Hauptkeule bei 5,25 GHz gut mit den Simulationsdaten übereinstimmen, zeigen bei einer deutlichen Größenreduktion (Faktor 2,5) der Antennenapertur eine hohe Ähnlichkeit zu denen vorangegangener Entwürfe (vgl. Kapitel 5.2). Als Ergänzung zu den Strahlungsdiagrammen im Frequenzbereich spielt die Auswertung der Winkelabhängigkeit der Impulsantwort für UWB-Anwendungen eine besondere Rolle. Auf Basis einer Fouriertransformation der zuvor breitbandig von 1 ... 6,5 GHz ermittelten komplexwertigen Übertragungsfunktion wurden die

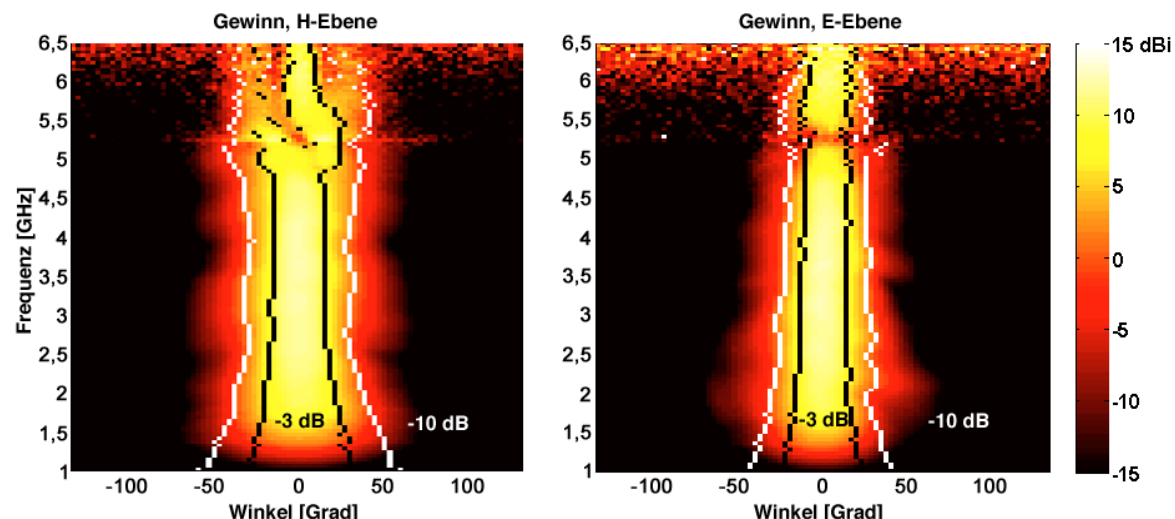


Abb. 5.21: Zweidimensionale Darstellung des gemessenen Richtdiagramms der keramikbasierten DRH-Antenne für die H- und E-Ebene. Skalierung entsprechend dem realisierten Antennengewinn in dBi. Schwarze und weiße Konturlinien kennzeichnen die - 3- und - 10-dB-Keulengrenzen relativ zum frequenzabhängigen Maximalgewinn (vgl. Abb. 5.20).

winkelabhängigen Impulsantworten für beide Antennenebenen bestimmt und in Abbildung 5.22 in ihrem Betrag über dem Abstrahlungswinkel dargestellt. Entsprechend der eingeschränkten Bandbreite im Frequenzbereich und Inhomogenitäten der Hauptkeule um 5,25 GHz erreicht die Antenne mit einer Impulsbreite von  $T_{FWHM} = 700$  ps erwartungsgemäß nicht die Werte der konventionellen Antenne aus Kapitel 5.1. Die Auswertung erfolgte exemplarisch für die Hauptstrahlungsrichtung senkrecht zur Apertur, bei der das explizite Zeitsignal von Abbildung 5.23 aus der räumlichen Charakteristik extrahiert wurde. Eine geringfügige Zeitabhängigkeit der abgetragenen Impulsantworten ist in allen beiden Diagrammen von Abbildung 5.22 zu erkennen, was der Summe aus dem Auftreten von Nebenkeulen um 5,25 GHz, Beugungseffekten jenseits des Hornöffnungswinkels und einer leichten Abweichung des Impulscentrums der Antenne von der Drehachse des Positionierungssystems zugeschrieben werden kann (vgl. Kapitel 7.2). Anhand der dargestellten Zeitantworten für die H- und E-Ebene lässt sich schließlich der Laufzeitunterschied von etwa 100 ps auf Grund der variierenden Aperturabstände nachvollziehen, wobei das Signal der E-Ebenenmessung wie erwartet nacheilt. Basierend auf den Impulsantworten wurden abschließend die Kohärenzdiagramme (vgl. Kapitel 4.4) für die H- und die E-Ebene der keramischen Antenne berechnet und in Abbildung 5.24 dargestellt. Entsprechend den Strahlungsdiagrammen im Zeitbereich nach Abbildung 5.22 findet sich die maximale Korrelation entlang der Hauptstrahlungsrichtung mit einer deutlich ausgeprägten Abnahme für steigende Betrachtungswinkel. Für einen Winkelbereich von  $\pm 20^\circ$ , entsprechend der - 3-dB-Keulengrenze, verbleibt ein Korrelationsmaß von mindestens 45 %. Für Extremwerte um  $\pm 90^\circ$  ist hingegen keine Datenerhebung mehr sinnvoll. Inhomogenitäten der frequenzbereichsbasierten Richtdiagramme sind in den Kohärenzdiagrammen nicht nachvollziehbar, während sich die quadratische Antennenapertur in der hohen Ähnlichkeit des Verhaltens beider Antennenebenen widerspiegelt.

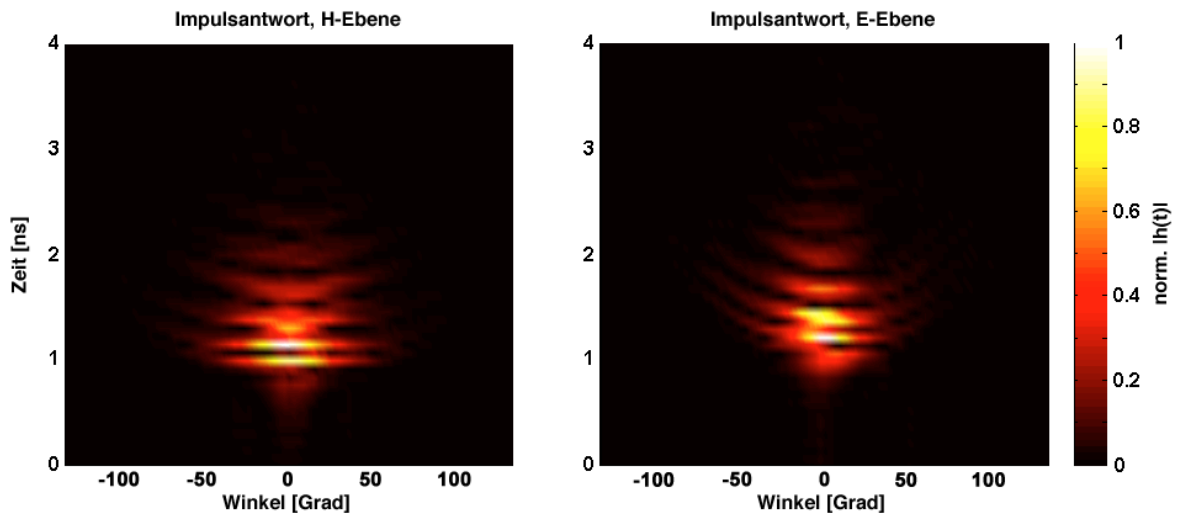


Abb. 5.22: Zweidimensionale Darstellung der gemessenen Impulsantworten der keramischen DRH-Antenne für die H- und E-Ebene. Skala normiert auf Maximum der Impulsantworten.

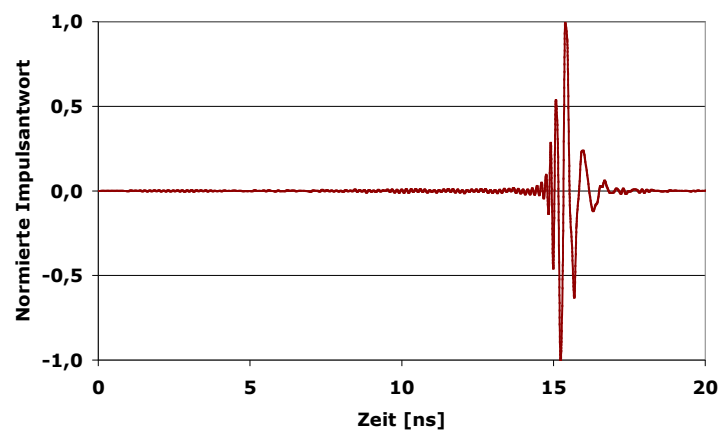


Abb. 5.23: Aus Abbildung 5.22 extrahierte Impulsantwort für die Hauptstrahlungsrichtung ( $0^\circ$ ) der keramischen DRH-Antenne.

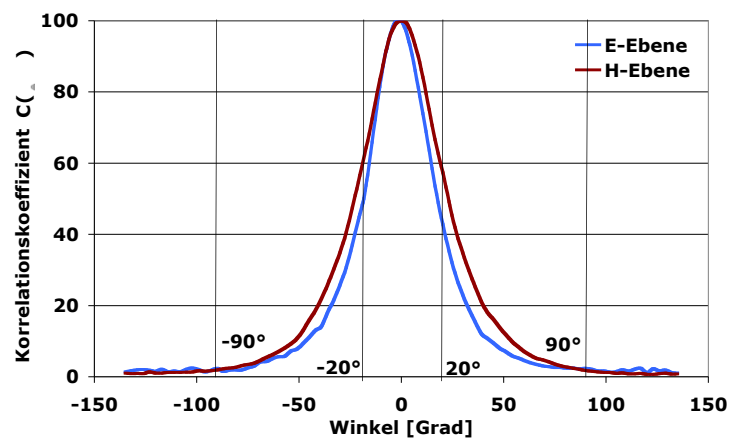


Abb. 5.24: Kohärenzdiagramme  $C(\theta, \varphi)$  der keramischen DRH-Antenne für die H- und E-Ebene, basierend auf den Impulsantworten aus Abbildung 5.22.

Nach dem Abschluss einer grundlegenden Antennencharakterisierung wurden Messungen durchgeführt, um die prinzipielle Tauglichkeit dieses Antennenkonzeptes für biomedizinische Anwendungen im Bereich der Brustkrebsdiagnostik zu untermauern [69]. Zu diesem Zweck wurden Transmissionsmessungen zur Bestimmung der Signaldynamik an der Brust einer Probandin durchgeführt und mit einer Referenzmessung eines 4 cm langen Kanals in destilliertem Wasser verglichen. Die Messungen erfolgten unter Zuhilfenahme eines Netzwerkanalysators und des bereits bei den Antennenmessungen benutzten Antennenpaares, welches für die Probandenmessungen direkt auf die Brust aufgesetzt wurde. Wie aus Abbildung 5.25 ersichtlich wird, weist die Referenzmessung (grüne Kurve) das beste Übertragungsverhalten auf, was sowohl in Bezug auf die Signalamplitude als auch auf den nahezu ungestörten Verlauf zutrifft. Entgegen zurückhaltender Erwartungen zeigten die Probandenmessungen starke Amplitudenwerte, welche im Mittel lediglich 10 dB beziehungsweise maximal 20 dB unter der Referenzmessung lagen. Verantwortlich hierfür sind unter anderem die Messpositionen der Antennen für die in Abbildung 5.25 gezeigten Ergebnisse, deren Geometrie in Abbildung 5.26 schematisch dargestellt wird. Dabei ist anzumerken, dass aus anatomischen Gründen bei keiner der durchgeführten Probandenmessungen eine für die Transmission ideal-parallele Anordnung der Antennenaperturen, mit den Hauptstrahlungsrichtungen auf einer gemeinsamen Achse, hergestellt werden konnte. Die mittleren Antennenabstände betrugen während der Messung zwischen der Brustober- und Unterseite etwa 50 mm, während der Messung zwischen Brustaußen- und Unterseite etwa 60 mm. Dabei treten insbesondere bei der letztgenannten Anordnung deutliche Interferenzeffekte auf, die primär auf Beugungs-, Brechungs- und Reflexionsereignisse im Inneren der Brust beziehungsweise an Schnittstellen des Brustinneren zur umgebenden Luft oder des Brustkorbes beruhen. Die Antennenanordnung überdeck begünstigt die Ausprägung derartiger Effekte, welche perspektivisch auch bei Bildrekonstruktionsverfahren zu berücksichtigen sind. Zusätzlich zu den Transmissionsparametern wurde auch der Reflexionskoeffizient der Antennen erfasst. Im Vergleich zu

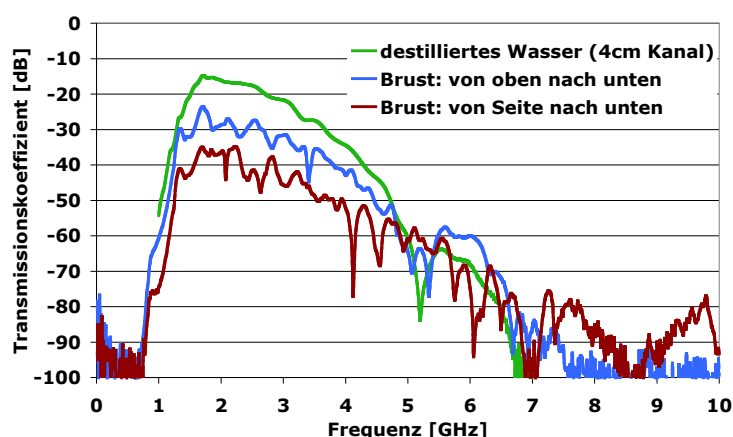
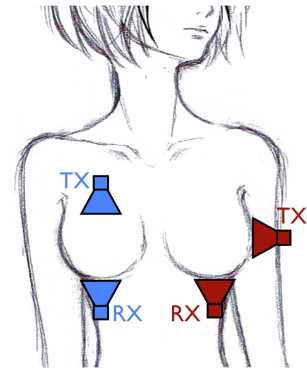


Abb. 5.25: Transmissionsmessungen an der Brust einer Probandin (blaue und rote Kurve) mittels zweier direkt aufgesetzter keramischer DRH-Antennen im Vergleich zu einer Referenzmessung (grüne Kurve) eines 4 cm langen Kanals in destilliertem Wasser. Abbildung 5.26 veranschaulicht die Antennenpositionen der Probandenmessungen unter Nutzung der Farbe der jeweiligen Kurve.



Abb. 5.26:

Veranschaulichung der Antennenpositionen während Transmissionsmessungen an der Brust einer Probandin. Als Antennen kamen keramische DRH-Antennen zum Einsatz und wurden direkt auf die Haut aufgesetzt. Ergebnisdaten entsprechend der Farbkodierung in Abbildung 5.25. Die jeweiligen Sende- (TX) und Empfangsantennen (RX) sind gekennzeichnet.



idealen Messungen innerhalb von destilliertem Wasser weisen die Werte erwartungsgemäß Abschlüsse auf und liegen in einem Bereich zwischen - 4 ... - 10 dB. Die Ursache der Fehlanpassungen ist in der dielektrischen Sprungstelle zwischen dem Keramikmaterial der Antenne und dem Brustgewebe zu finden, fällt jedoch allein auf diesem Effekt begründet zu stark aus. Wie bereits in vorangehenden Ausführungen beschrieben wird auch für Probandenmessungen eine Verbesserung des Reflexionskoeffizienten erwartet, sobald weitere Optimierungen an der leitenden Struktur der Antenne umgesetzt werden können. Mit der erfolgreichen Ersterprobung keramisch basierter Doppelsteghornantennen wurden Nachfolgeentwicklungen begonnen, bei denen der elektrische Entwurf auf einer niedrigen Speiseimpedanz basiert. Ausgehend von der bisher verwendeten Keramik *LF-085* und einer Antennenproportion entsprechend der Antenne *DRH-90* (vgl. Kapitel 5.1) könnte die Antennenapertur nochmals um zwei Drittel reduziert werden, wie bereits in Abbildung 4.02 veranschaulicht wurde. Ferner würden sich die Antenneneigenschaften, wie etwa die Impulsbreite, im Sinne angestrebter Radaranwendungen signifikant verbessern (vgl. Kapitel 4.2). Die originale Speiseimpedanz von 50  $\Omega$  müsste bei diesem Ansatz im Verhältnis zum Verkürzungsfaktor auf etwa 6,5  $\Omega$  reduziert werden, womit ein Betrieb mit konventionellen Geräten der Hochfrequenztechnik ausgeschlossen wäre. Neuere Entwicklungen im Bereich integrierter M-Sequenzradarsysteme eröffnen dazu passend den Lösungsansatz, komplette Sendeempfänger mit niederohmiger Auslegung in direkter Nähe zum Speisepunkt auf der Antenne zu implementieren. In Abbildung 5.27 wird ein Demonstrationsmodell auf Basis einer bisher verfügbaren keramischen Doppelsteghornantenne gezeigt, welches einer künftig möglichen Ausgestaltung entspricht.

Das Ergebnis dieser Überlegungen ist das Konzept einer niederohmigen und aktiven keramikbasierten Doppelsteghornantenne mit im Vergleich zum konventionellen Original miniaturisierten Geometrieparametern (vgl. Anlage 4). Entgegen der Erwartung besteht die zentrale Herausforderung eines derartigen Vorhabens weniger im komplexen numerischen Optimierungsvorgang oder der Bereitstellung notwendiger niederohmiger Schaltkreise als viel mehr in einer hochkomplexen Fertigung kleinster Keramikstrukturen. Als Beleg für diese Aussage kann die konstruktive Gestaltung des Bereichs zwischen den Doppelstegen herangezogen werden. Während bei der Originalantenne *DRH-90* noch ein

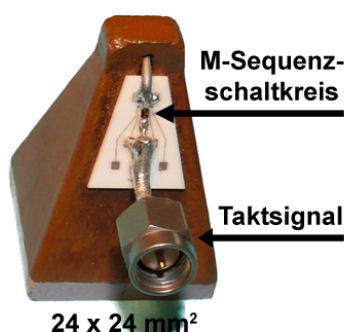


Abb. 5.27:

Demonstrationsmodell einer aktiven Antenne auf Basis eines keramischen Doppelsteghorns. Der aktive Baustein ist mit einer Trägerplatine aus Aluminiumoxydkeramik an der Außenseite der Antenne befestigt.

Minimalabstand von 0,58 mm erreicht wird, verringert sich dieses Maß unter Einbeziehung des keramischen Dielektrikums auf 0,072 mm. Dabei ist zu beachten, dass ein keramischer Körper einer Doppelsteghornantenne prinzipiell dem Negativ einer konventionellen Antenne entspricht. Folglich handelt es sich bei letztgenanntem Spaltmaß nicht um einen Luftspalt, sondern um einen extrem dünnen Steg aus Keramik. Dieser müsste gemäß der Originalproportionen mit einer Breite von 0,5 mm nach dem Einschleifen erhalten bleiben. Aktuelle Erfahrungen haben gezeigt, dass eine solche Realisierung bei den momentan verwendeten Schritten als zu herausfordernd anzusehen ist. Daher stellt dieser Steg zunächst das geometrisch realisierbare Limit in der Fertigung dielektrisch skalierten Antennen dar. Obwohl eine Doppelsteghornantenne eine eindeutige Optimaldimensionierung aufweist, für die eine gewünschte Funktionalität bestmöglich erreicht wird, so ist durch maßvolle Modifikationen an den Originalproportionen trotzdem eine leichte Variation kritischer Abmessungen möglich. Größere Veränderungen eines Geometrieparameters jenseits dessen Optimalwertes können aber auch durch umfangreiche Nachoptimierungen nicht ausgeglichen werden. Folglich konnte im Rahmen numerischer Modelle eine Alternavauslegung der Doppelstege ermittelt werden, bei der einer höheren Stegbreite von 1 mm ein Stegabstand von 0,1 mm gegenübersteht.

Obwohl insbesondere letztgenannter Parameter die kritische Größe bleibt, wurden Technologiemodifikationen gefunden, die eine erfolgreiche Realisierung versprechen. Zunächst ist von einem Trockenpressen des pyramidenförmigen Antennengrundkörpers künftig abzusehen. Stattdessen empfiehlt es sich, aus quaderförmigen Sinterkörpern den Antennenkörper direkt durch eine Schleifbearbeitung herzustellen. Durch diese Maßnahme ist eine vielfach höhere Präzision des Antennenkörpers gegeben, was für das Einbringen der Doppelstegausschnitte mit erforderlichen Toleranzen im einstelligen Mikrometerbereich eine grundlegende Bedingung darstellt. Weiterhin ist zu beachten, dass ein Zerspringen des Zwischenbereichs der Stege bei einer Mindestdicke von 0,1 mm nur verhindert werden kann, indem nach dem einseitigen Einarbeiten eines Steges der entstandene Freiraum temporär ausgefüllt wird. In Frage kommen dabei alle Werkstoffe, die sich bei höherer Temperatur verflüssigen und bei Raumtemperatur ohne wesentliche Schrumpfung erstarren. Hierbei können sowohl Wachse als auch Kunststoffe Verwendung finden. Nach erfolgreicher Stabilisierung des kritischen Bereiches könnte schließlich mit der Bearbeitung des entgegengesetzten Steges begonnen werden. Diese Prozessentwicklung geht jedoch über den Rahmen der vorliegenden Arbeit hinaus.



# UWB-Antennen für Navigatorotechniken in MR-Anwendungen

# 6

## 6.1 Grundentwürfe MR-kompatibler Breitbandantennen

Um den in Kapitel 2.1 beschriebenen Projektzielen gerecht zu werden, lag der Fokus eines ersten Ansatzes zur Entwicklung MR-kompatibler UWB-Antennen auf Strahler-elementen, die einfach zu konstruieren und bezüglich unerwünschter Wechselwirkungen mit statischen und transienten Magnetfeldern optimiert sind (vgl. Kapitel 3.3). Diese Merkmale sind für die vorgesehene Anwendung von bistatischen Radarszenarien innerhalb eines 3-Tesla-MR-Scanners, unabdingbar und erforderten die Entwicklung neuer Konstruktionsstrategien. Um die Atmung oder den Herzschlag detektieren zu können, müssen Mikrowellensignale ausreichend tief in den Körper eindringen, wie bereits in Kapitel 2.4 beschrieben wurde. Diese Anforderung führt zu der Notwendigkeit einer niedrigen unteren Grenzfrequenz der ersten MR-kompatiblen UWB-Antennen von  $f_c < 2$  GHz, um auf die im Körper mit der Frequenz stark ansteigenden Dämpfung zu reagieren [36]. Das Dämpfungsmaß steigt bereits um 27 dB, sobald bei gegebener Kanallänge von 50 mm die Frequenz von 1 GHz auf 5 GHz erhöht wird (vgl. Kapitel 2.4). Die obere Grenzfrequenz hingegen wurde zunächst auf 4,5 GHz festgelegt.

Um Messungen unter MR-Bedingungen bereits in einem frühen Stadium zu ermöglichen, wurden *Tapered-Slot*-Antennen (auch *Vivaldi*-Antennen genannt) modifiziert, die ursprünglich für Kommunikationsanwendungen entworfen wurden. Diese Antennen [70], 55 mm breit und 100 mm lang, bestehen aus strukturiertem Leiterplattenmaterial ohne ferroelektrische oder magnetische Komponenten und besitzen eine untere Grenzfrequenz von  $f_c = 1,5$  GHz bei einer tolerierten Anpassung von  $S_{11} \approx -5$  dB im gesamten Arbeitsbereich. Die *Tapered-Slot*-Antennen waren ursprünglich mit T-förmig angesetzten Flügeln aus Leiterplattenmaterial der Breite 50 mm bestückt, die senkrecht zur E-Ebene an beiden Seiten der Antenne montiert waren. Diese Maßnahme sollte die Keulenformung für die ursprüngliche Anwendung optimieren. Die Flügel wurden auch für die aktuelle Aufgabe nicht entfernt, da sie gleichzeitig zusätzliche Befestigungsmöglichkeiten für die Antennen innerhalb metallischer Schirmgehäuse bilden.

Bei dem verwendeten bistatischen Radaransatz hat das Übersprechen der benachbarten Sende- und Empfangsantennen eine hohe Bedeutung, wie bereits in Kapitel 2.4 erörtert wurde. Bereits die Antennen und auch deren Anordnung zueinander sollen einem erhöhten Übersprechen vorbeugen. Der große Öffnungswinkel von konventionellen *Tapered-Slot*-Antennen (ca.  $100^\circ$  in H-Ebene, senkrecht zum Schlitz) erforderte entsprechende Maßnahmen zur Unterdrückung seitlicher Abstrahlungen, weshalb die Antennen in Schirmdosen aus Kupfer integriert wurden. Deren Durchmesser von 100 mm wurde ausreichend groß gewählt, um den Einfluss auf die strahlenden Elemente niedrig zu halten.

Eine Verifikation erfolgte anhand des Reflexionskoeffizienten. So konnte mit diesem Güteparameter kaum unterschieden werden, ob die Antenne im Schirmgehäuse integriert war oder nicht. Das Übersprechen konnte bei engster Anordnung der Antennen nebeneinander durch diese Maßnahme auf mindestens - 23 dB in der gesamten Betriebsbandbreite reduziert werden, wobei unter 3 GHz der deutlichste Effekt erzielt wurde.

Zusätzlich zu Übersprechen und Reflexionskoeffizient wurde das Fernfeld der geschirmten Antenne in einer Antennenmesskammer untersucht. Die - 3-dB-Keulenbreite senkrecht zur Antennenapertur liegt frequenzabhängig im Bereich zwischen  $\pm 30 \dots \pm 50$  Grad, wobei die genauen Werte frequenzabhängig sind. Allerdings verursacht die Schirmung eine Strukturierung der Richtcharakteristik, im Wesentlichen hervorgerufen durch parasitäre Moden entlang des Umfangs der Schirmung, was auch Schwankungen der Hauptstrahlungsrichtung hervorruft. Der mittlere Wert für den realisierten Gewinn der Antenne liegt bei 6 dBi. Auf eine visuelle Darstellung der Antenne und deren Parameter wird zugunsten weiterentwickelter Modelle mit verbesserten Eigenschaften verzichtet.

Nach der experimentellen Charakterisierung der Antennen in einer Antennenmesskammer wurden weitere Versuche in einem 3-Tesla-MR-Scanner durchgeführt, um die elektrischen und mechanischen Einflüsse der einzelnen Magnetfelder zu untersuchen. In einem ersten Versuch konnten lediglich geringe Vibrationen der Antenne beobachtet werden, was bei ausreichender Befestigung zu keiner Beeinträchtigung geführt hätte. Trotzdem konnte die Präsenz starker Wirbelströme nachgewiesen werden, die sich zu den Schirmdosen zurückverfolgen ließen. Die Wirkung äußerte sich in einem erhöhten Kraftaufwand von einigen Newton der sich notwendig zeigte, um die Antenne im Feld zu bewegen. Diese Wirbelströme können bei mechanischer Resonanz jederzeit zu unerwünschten Vibrationen führen und verursachen überdies Bildartefakte im MR-Scan. Diese schädlichen Effekte können dabei nicht nur bei größeren Antennenengeometrien auftreten, sondern selbst bei kleinen Größen der Dimension 34 mm x 24 mm, entsprechend einer Frequenz deutlich über der Zielgröße von  $f_c \approx 4$  GHz. Deshalb wurden weitere Maßnahmen nötig, um die Anfälligkeit für induzierte Wirbelströme zu reduzieren.

Neben dem Primärziel, die Schirmung und die Flügel der *Tapered-Slot*-Antenne im Hinblick auf induzierte Ströme zu modifizieren, sollte gleichzeitig die obere Grenzfrequenz auf 10 GHz erweitert werden, um künftigen Radargerätegenerationen gerecht zu werden. Am Typ der *Tapered-Slot*-Antennen wurde festgehalten, da dieser für seine exzellenten Breitbandeigenschaften bei einfacher Geometrie hinlänglich bekannt ist [38]. Um Wirbelströme zu minimieren, muss die Metallisierungsfläche der Antenne so weit wie möglich reduziert werden, ohne die Strahlungseigenschaften wesentlich zu beeinflussen. Um Antennenbereiche zu identifizieren, die lediglich geringe Anteile an der Abstrahlung aufweisen, wurden die Stromdichten der Hochfrequenzsignale durch numerische Simulationen berechnet. Den niedrigen Stromdichten im Inneren der Antennenstege Rechnung tragend wurden 80 % der Metallisierung aus deren Mitte entfernt. Die verbliebene schleifenförmige Kontur wurde für niedere Frequenzen aufgetrennt, indem eine eingearbeitete Unterbrechung mit einem Hochfrequenzkondensator überbrückt wurde. Eine Gegenüberstellung eines konventionellen und eines modifizierten Antennenentwurfes analog vorangehender Beschreibung ist in Abbildung 6.01 dargestellt. Ein erster Test im MR-Scanner bestätigte die Wirksamkeit der Maßnahmen. In Bezug auf die Antennenfunktion, hier insbesondere des

Abb. 6.01:  
Simulation des Betrages der hochfrequenten Stromverteilung einer modifizierten Variante einer *Tapered-Slot*-Antenne (links) und eines originalen Antennensteiges (rechts).

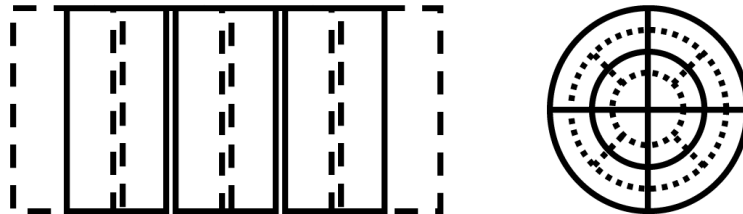
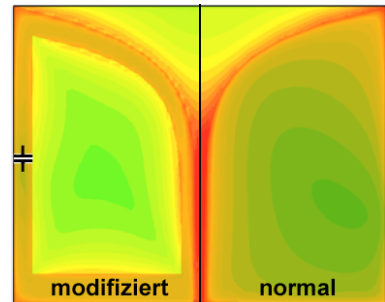


Abb. 6.02: Doppelseitige, kondensatorbasierte Schirmung auf Basis eines 100  $\mu\text{m}$  dünnen, metallisierten Substratmaterials.

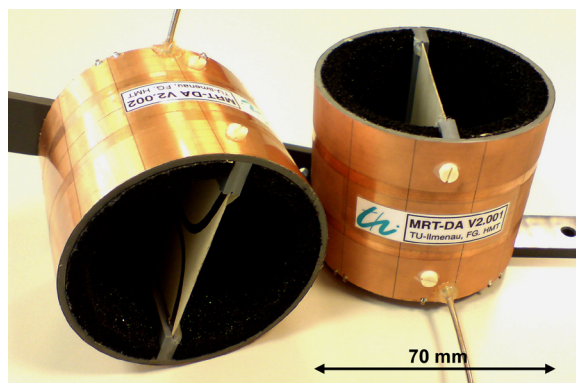


Abb. 6.03: Optimierter Aufbau einer MR-kompatiblen *Tapered-Slot*-Antenne, integriert in mit Absorber ausgekleidete Schirmdosen.

Reflexionskoeffizienten, traten geringfügige Unzulänglichkeiten auf. Zudem musste das Übersprechen benachbarter Antennen ähnlich dem initialen Entwurf durch Schirmungsmaßnahmen verbessert werden. Auch hier wurde auf eine becherförmige Anordnung zurückgegriffen. Im Gegensatz zum ersten Ansatz besteht die Schirmung aus einem Kunststoffträger, der mit einer doppelseitig metallisierten, 0,1 mm dicken Substratfolie mit einer 9  $\mu\text{m}$  starken Kupferschicht bespannt wurde. Diese Substratfolie wurde mit einer periodisch angeordneten Plattenkondensatorstruktur versehen, womit für Mikrowellenfrequenzen trotz vieler separater Leiterbereiche eine geschlossen leitende Oberfläche erzielt werden konnte. Die Ausbreitung von niederfrequenten Strömen wurde auf diesem Weg maximal reduziert. Eine vergleichbare Methode fand für den rückseitigen Verschluss der Schirmdose Verwendung. Dabei erfolgt die elektrische Verbindung der einzelnen Teile durch Hochfrequenzkondensatoren. Abbildung 6.02 verdeutlicht das Prinzip.

Im letzten Schritt wurde die Leistungsfähigkeit der Antenne im Inneren der Schirmdose untersucht, wobei der Reflexionskoeffizient ungünstiger ausfiel als für das Einzelelement. Als Ursache konnten parasitäre Resonanzen der Schirmung ausgemacht werden. Geometrische Veränderungen ließen keinen raschen Erfolg erwarten, so dass die Resonanzen durch 5 mm starkes Absorbermaterial, auf der Innenseite der Schirmdose befestigt, unterdrückt wurden. Da die Feldabschwächung nur in ohnehin unerwünschten Ausbreitungsrichtungen erfolgt, kann die absolute Minderung der Antenneneffizienz toleriert werden. Die Abmessungen des Einzelstrahlers belaufen sich schließlich auf 54 mm x 44 mm, etwa 33 % der größten auftretenden Wellenlänge entsprechend. Beim Einsetzen in die Schirmdose erweitern sich diese Maße auf 70 mm für den Durchmesser und 60 mm für die Höhe. Die Gesamtkonstruktion wird in Abbildung 6.03 gezeigt [71]. Mit der absorberbesetzten Schirmdose ergibt sich eine Anpassung von - 5 dB ab 1 GHz beziehungsweise - 10 dB ab 4 GHz, wobei die obere Grenzfrequenz wie angestrebt 10 GHz erreicht. Das Übersprechen liegt mit maximal - 25 dB auf einem für die Anwendung tolerierbaren Niveau und konnte verglichen mit dem Initialentwurf weiter reduziert werden. Sowohl der Reflexionskoeffizient (blauer Graph) als auch das Übersprechen (roter Graph) sind in Abbildung 6.04 miteinander abgetragen. Die ermittelten Richtdiagramme zeigen eine Hauptstrahlungsrichtung senkrecht zur Apertur der Schirmdose, wobei der Gewinn mit 6 dBi sein Maximum erreicht. Durch parasitäre Moden innerhalb der Gesamtanordnung erweisen sich die Richtdiagramme in Abbildung 6.05 als inhomogen und frequenzabhängig. Im Hinblick auf MR-Tauglichkeit zeigen die Antennen aber ein erwartungsgemäß zufriedenstellendes Verhalten. Die durch das HF-Signal des MR-Scanners in die Antenne induzierten Spannungen liegen mit Spitzen-Spitzen-Werten von 3 mV bei niedrigen Pegeln. Komplikationen mit nachgeschalteten Elektronikkomponenten sind folglich nicht zu erwarten. Überdies konnten keine mechanischen Wechselwirkungen zwischen der Antenne und den Magnetfeldern des MR-Scanners festgestellt werden. Obwohl diese Antennen aus der ersten Entwurfsgeneration die Basis für Grundlagenmessungen innerhalb von Hochfeldumgebungen darstellten, sind ihre Defizite im Bereich der HF-Leistungsfähigkeit offensichtlich. Im nachfolgenden Kapitel wird beschrieben, wie anhand der durch diesen Antennenentwurf erlangten Erkenntnisse deutlich leistungsgesteigerte MR-kompatible Antennen entwickelt werden konnten.

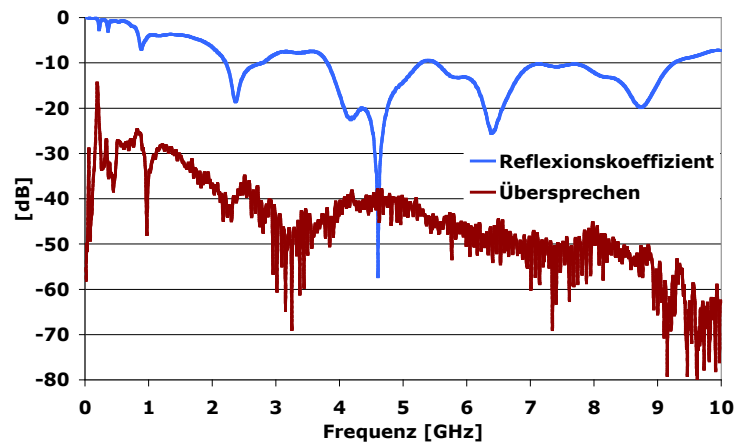


Abb. 6.04: Gemessener Reflexionskoeffizient für eine *Tapered-Slot*-Antenne im Inneren einer absorberausgekleideten Schirmdose (vgl. Abb. 6.03) und das Übersprechen zweier gleichartiger, direkt aneinander liegender Antennen.

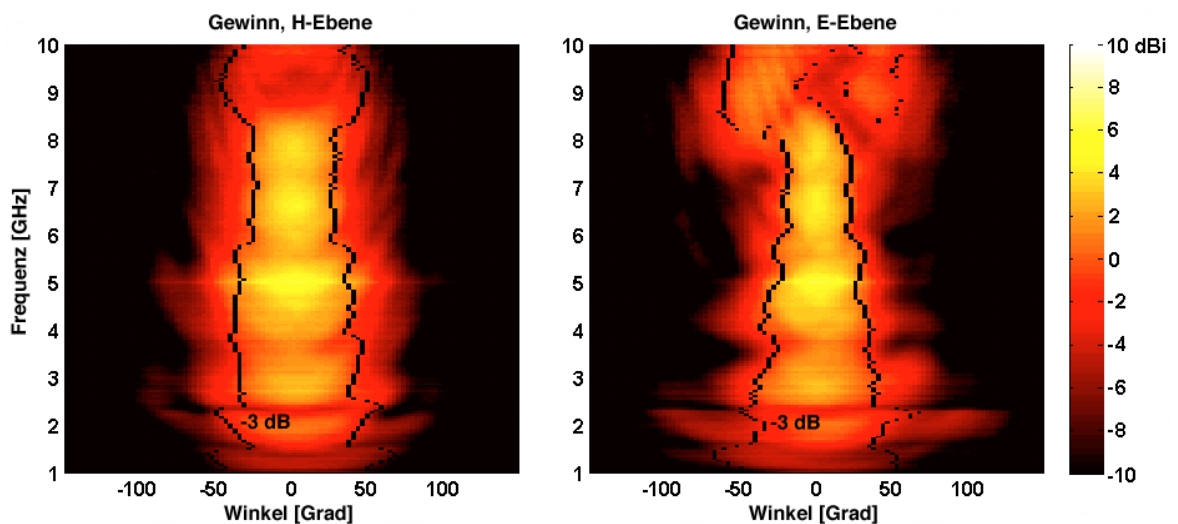


Abb. 6.05: Zweidimensionale Darstellung der gemessenen Richtcharakteristik einer *Tapered-Slot*-Antenne im Inneren einer absorberausgekleideten Schirmdose (vgl. Abb. 6.03) für die H- und E-Ebene.

## 6.2 MR-kompatible Doppelsteghornantennen

Im voranstehenden Kapitel wurde die Entwicklung von MR-kompatiblen UWB-Antennen beschrieben, bei denen der Fokus eher auf einer minimierten Wechselwirkung zwischen dem MR-Scanner und der Antennenstruktur lag als auf den Antenneneigenschaften. Dieser Ansatz war jedoch sehr hilfreich, um die Realisierbarkeit einer UWB-Navigatortechnik aus Antennensicht für die Magnetresonanztomografie (MRT) zu untersuchen. Darauf aufbauende Arbeiten, die in diesem Kapitel beschrieben werden, streben eine iterative Verbesserung und messtechnische Charakterisierung der Hochfrequenzeigenschaften von MR-kompatiblen Antennen mit den Anforderungen aus Kapitel 2.4 an [72,73]. Wesentlichstes Kriterium blieb die induktionsarme Strukturgestaltung, um den speziellen, in Kapitel 3.3 beschriebenen Umgebungsbedingungen in MR-Scannern gerecht zu werden.

Die Entwicklungen wurden auf den Antennentyp der Doppelsteghornantenne fokussiert, da dieser in Bezug auf nutzbare Bandbreite, hohe Direktivität, geringe Nebenkeulen und geringe Dispersion eine optimale Eignung besitzt. Durch das Funktionsprinzip von Doppelsteghornantennen steht das Ziel einer homogenen beziehungsweise frequenzunabhängigen Strahlungscharakteristik und die Forderung nach minimalen zusammenhängenden Metallflächen in Konflikt zueinander. Derartige Antennen bestehen stattdessen typischerweise komplett aus Blechteilen hoher elektrischer Leitfähigkeit  $\sigma$ , was eine hohe Induktion von Wirbelströmen durch den MR-Scanner begünstigt. Daher lag die Hauptaufgabe darin, die Doppelsteghornantenne hinsichtlich einer guten MR-Kompatibilität zu modifizieren, ohne ihre positiven Strahlungseigenschaften nachhaltig zu verschlechtern. Gleichzeitig stellt eine solche systematische und inkrementelle Modifikation sicher, dass die generellen Funktionsprinzipien einer Doppelsteghornantenne gültig bleiben und die erprobte Entwurfsmethodik weiter verwendet werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden in Anlehnung an kommerziell erhältliche Doppelsteghornantennen in einem ersten Schritt die Seitenwände in der H-Ebene bis auf einen dünnen Steg entlang der Apertur entfernt, wie in Abbildung 6.06 abgebildet ist. Als Resultat konnte die untere Grenzfrequenz einer unveränderten Antennenengeometrie von 2.6 GHz auf 1.5 GHz gesenkt werden, ohne die Dimensionen oder das Füllmedium Luft ( $\epsilon' = 1$ ) zu verändern. Die Verringerung der unteren Grenzfrequenz ist wegen der begrenzten Eindringtiefe elektromagnetischer Wellen in menschliches Gewebe für die angestrebte biomedizinische Anwendung von positiver Bedeutung. Der Vergleich mit einem konventionellen Doppelsteghorn gleicher Bandbreite entsprechend Tabelle 6.01 zeigt, dass diese Verbesserung zu Lasten stärkerer Nebenkeulen (Spalte „0°/90°“) und eines schlechteren Vor-Rück-Verhältnisses (Spalte „0°/180°“) geht, was vorzugsweise bei Frequenzen unterhalb von 3 GHz zu beobachten ist. Die Ursachen sind in veränderten Aperturmoden und Kantenbeugungen an der offenen Konstruktion zu suchen. Weiterhin vergrößert sich, beruhend auf einer geviertelten Antennenapertur gegenüber dem konventionellen Modell, mit der Keulenbreite auch geringfügig das Übersprechen. Während die größere Keulenbreite für manche Anwendung, wie etwa der Rekonstruktion von unregelmäßigen Oberflächen mittels UWB-Bildgebung [74], wünschenswert erscheint, kann das gestiegene Übersprechen leicht kompensiert werden, indem die Sende- und Empfangsantennen relativ

zueinander neu ausgerichtet werden. Während bei konventionellen Doppelsteghornantennen das Übersprechen für eine parallel zur H-Ebene gelegene Gruppierung ein Minimum erreicht, müssen die MR-kompatiblen Antennen entlang der E-Ebene gruppiert werden, um den entfernten Seitenwänden und der nunmehr fehlenden Schirmwirkung in H-Ebenen Rechnung zu tragen. Die generelle Regel, die Antennen für ein maximales Empfangssignal kopolarisiert auszurichten, wird von dieser Maßnahme nicht beeinflusst.

In einem zweiten Schritt wurde die Dicke der Metallisierung reduziert, um die Wirkung des Skineffektes für die Entkopplung der niederfrequenten Wirbelstrompfade nutzbar zu machen. Die Metallflächen, die ursprünglich eine Dicke von 2 mm aufwiesen, wurden durch verkupferte Kunststoffteile ersetzt, deren Leiterstärke auf  $d = 12 \mu\text{m}$  begrenzt wurde. Dieser Wert entspricht in etwa der doppelten Skintiefe der niedrigsten vorkommenden Nutzfrequenz. Dadurch bleiben die Hochfrequenzströme, die Abstrahlung der Antenne bestimmend, quasi ungestört, während die Wirbelströme im kHz-Bereich stark durch den Oberflächenwiderstand ( $\sim 1/(\sigma \cdot d)$ ) gedämpft werden. Alles in allem wurde das Gesamtvolumen an elektrischen Leitern der Doppelsteghornantenne um den Faktor 240 reduziert.

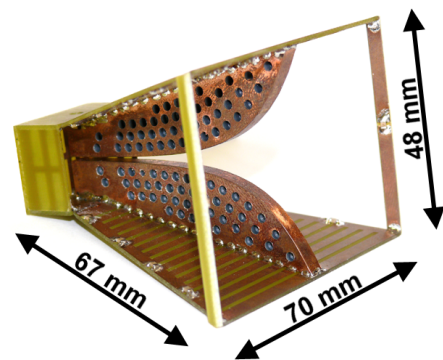


Abb. 6.06:

MR-kompatible Doppelsteghornantenne für eine untere Grenzfrequenz von 1,5 GHz. Alle elektrisch leitenden Komponenten sind aus metallisierten Kunststoffteilen gefertigt.

Tabelle 6.01

f [GHz]	Keulenbreite [Grad]		0°/90° [dB]		0°/180° [dB]	
	conv.	MR	conv.	MR	conv.	MR
2	81°	130°	- 12.4	- 5.4	- 6.0	- 2.9
3	63°	82°	- 25.3	- 10.7	- 9.8	- 6.9
5	50°	52°	- 17.8	- 19.7	- 16.9	- 12.2
9	39°	52°	- 21.8	- 21.1	- 14.6	- 13.5

Vergleich der Charakteristika der konventionellen Antenne *DRH-90* (conv.) und der MR-kompatiblen Doppelsteghornantenne (*MR*) für die H-Ebene bei ausgewählten Frequenzen. Daten aus numerischen Simulationen.

Für eine weitere Optimierung der verbliebenen Leiterflächen wurde die Oberflächenstromverteilung im Bereich der UWB-Frequenzen durch numerische Vollwellensimulationen untersucht. Ein repräsentatives Ergebnis für einen normierten Oberflächenstrom ist als Momentaufnahme für 5 GHz im linken Teil von Abbildung 6.07 dargestellt. Der Oberflächenstrom ist hier nahe der Stege und der Kanten des Pyramidenrahmens konzentriert. In Übereinstimmung mit den Erwartungen nimmt die Anzahl der Stromwirbel mit der Frequenz zu, während die Stromverteilung im hinteren, quaderförmigen Bereich der Antenne quasi frequenzunabhängig ist. Basierend auf diesen Beobachtungen wurde ein Kompromiss gefunden, um die Metallisierung ohne größeren Einfluss auf die breitbandige Stromverteilung zu reduzieren. Als Ergebnis wurden die Konturflächen der Hornsektion in Streifenleitungen unterteilt, die geradlinige beziehungsweise elliptische Verläufe repräsentieren. Mit einem relativen Abstand von 1 mm zueinander verlaufen diese parallel zu den dominantesten Strompfaden und verfügen jeweils an Flächenrändern über gegenseitige Verbindungen. Der mittlere Teil von Abbildung 6.07 entspricht dem resultierenden Strukturarrangement. Der sich daraus ergebende normierte Oberflächenstrom der modifizierten Antenne ist im rechten Teil von Abbildung 6.07 als Momentaufnahme bei ebenfalls 5 GHz dargestellt. Die Hauptmerkmale der Stromverteilung sind sowohl an den pyramidenförmigen als auch an den rückseitigen, quaderförmigen Flächen der Antenne qualitativ erhalten geblieben. Veränderungen betreffen hauptsächlich die Ströme, die senkrecht zu den Unterbrechungen verlaufen. Diese geringfügigen Änderungen der Stromverteilung sind ebenfalls an den zuvor diskutierten Änderungen der Abstrahleigenschaften beteiligt. Die Gestaltung der Stege erfordert besondere Aufmerksamkeit. Sowohl eine Rahmenstruktur als auch eine Streifenleitungsstruktur verschlechterten die Antenneneigenschaften. Das Einbringen einer größeren Anzahl von Löchern wurde schließlich als Lösung identifiziert, um die Metallisierungsfläche der Stege ohne eine größere Störung der Stromverteilung zu minimieren. Zusätzlich wurde die maximale Größe der verbliebenen Leiterschleifen der Antenne reduziert, indem die äußeren Leiterkonturen der Hornsektion verschiedentlich unterbrochen und mit Standard-SMD-Kondensatoren überbrückt wurden. Der Einfluss all dieser Veränderungen im Ganzen auf die Antennencharakteristik wurde zunächst durch numerische Simulationen untersucht (vgl. Anlage 5). Mit dem Erreichen befriedigender Ergebnisse wurden erste Prototypen aus metallisierten Kunststoffformteilen hergestellt, bei denen die Verbindung von Speiseleitung und Antennenstegen durch Messingbuchsen erfolgte, welche in die Kunststoffstege integriert wurden. Die für eine Funktion notwendige Metallisierung der Kunststoffteile schloss sich in einem zweistufigen Prozess an, bei dem zunächst durch Leitsilber alle Oberflächen inklusive der Kontaktierungsbuchsen deckend beschichtet wurden. Anschließend wurden die Teile in einem elektrolytischen Prozess mit ca. 12  $\mu\text{m}$  Glanzkupfer verstärkt. Notwendige Entfettungsprozesse sollten generell nur auf Basis von Seifenbädern und wegen einer nachteiligen Gasbläschenbildung nicht elektrolytisch erfolgen. Alle für die Metallisierung notwendigen Prozessschritte sind mit ihren Parametern in Tabelle 6.02 zusammengefasst. Analog zu Abbildung 6.06 ergaben sich schließlich die Antennenabmessungen zu 70 mm x 48 mm für die Apertur und 67 mm für die Antennenhöhe. Entsprechend der Wellenlänge  $\lambda_c$  der unteren Grenzfrequenz von 200 mm ergibt sich die elektrische Größe zu einem Wert zwischen  $\lambda_c/4$  und  $\lambda_c/2$ . Mit einem Gewicht von 30 g ist die Antenne extrem leicht, wodurch



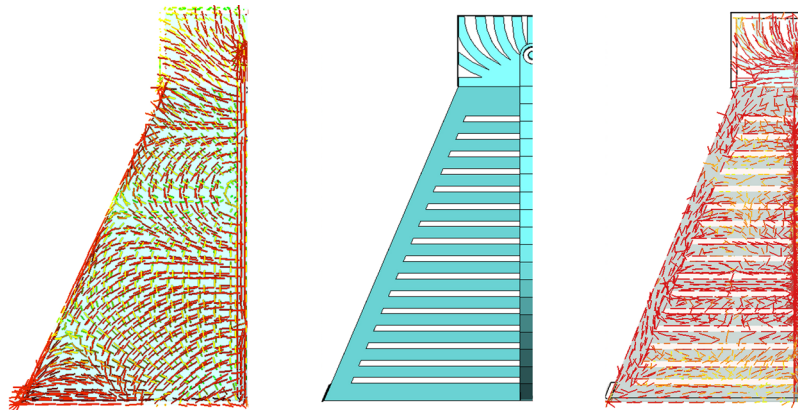


Abb. 6.07: Simulierte und normalisierte hochfrequente Stromverteilungen einer unmodifizierten DRH-Antenne bei 5 GHz (links), Schema der modifizierten MR-kompatiblen DRH-Antenne (mittig) und Stromverteilung der modifizierten MR-kompatiblen DRH-Antenne bei 5 GHz (rechts). Stromverteilungen normiert auf jeweiliges Maximum (dunkelrot = hoch, hellgrün = niedrig).

Tabelle 6.02

Arbeits-schritt	Aktivierung	Entfettung	Dekapierung	Verkupfern	Spülen
Chemikalie	Leitsilber	Seifenlauge	Salpetersäure 10 %ig	Glanzkupfer Elektrolyt	dest. Wasser
Prozess-dauer	dünne, geschlossene Schicht auftragen	3 min.	1 min.	10 min.	30 sec.

Prozessschritte zum Aufbringen einer Kupferschicht auf Kunststoffteile.

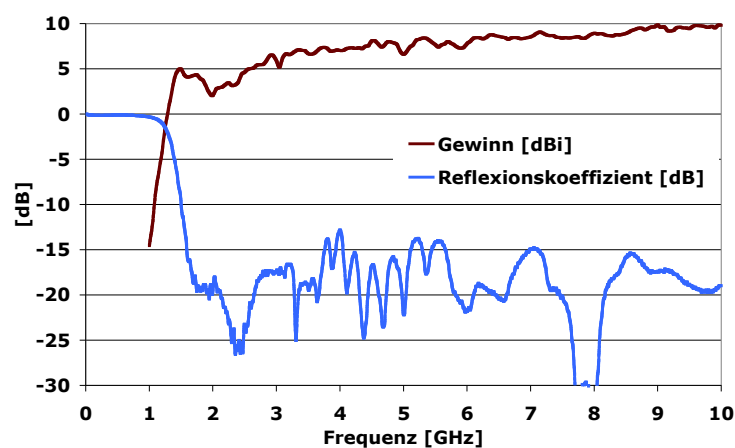


Abb. 6.08: Gemessener Reflexionskoeffizient der MR-kompatiblen DRH-Antenne (blau) und der realisierte Gewinn in Hauptstrahlungsrichtung (rot) gegenüber der Frequenz.

keine besonderen Anforderungen an eine Fixierung im Inneren des MR-Scanners bestehen [72,73].

Abbildung 6.08 (blauer Graph) zeigt Messergebnisse für die Anpassung und für den Gewinn der modifizierten Doppelsteghornantenne. Ein Reflexionskoeffizient unter - 10 dB konnte durch Optimierungen an der Antennenengeometrie für einen Frequenzbereich von 1,5 ... 12 GHz erreicht werden. Um auf Basis von Simulationsrechnungen optimale Fertigungsparameter zu definieren, wurden in ihren Abmessungen leicht variierende Stege hergestellt. Anschließend Messungen in einer Antennenmesskammer erbrachten die in Abbildung 6.09 dargestellten Richtdiagramme. Die beiden Abbildungen repräsentieren die zwei jeweils auf die Ausrichtung der Antennenstege bezogenen und senkrecht zueinander stehenden Schnitte der H- und E-Ebene. Die Halbwertsbreiten der Hauptkeule, welche in den Abbildungen als schwarze Konturlinien gekennzeichnet sind, unterliegen frequenzabhängigen Schwankungen im Bereich von  $\pm 30^\circ$  ...  $\pm 50^\circ$  und entsprechen einem für die angestrebte Radaranwendung geeigneten Maß. Mit Ausnahme von Frequenzen um 2 GHz zeigt die Hauptkeule nur geringe spektrale Schwankungen. Die zugehörige Frequenzvariation des Gewinns ist in Abbildung 6.08 (roter Graph) dargestellt. Diese Ergebnisse zeigen signifikante Verbesserungen zu früheren MR-kompatiblen Antennenentwürfen und stehen in guter Übereinstimmung zu den Simulationsdaten.

Als Ergänzung zu den Strahlungsdiagrammen im Frequenzbereich spielt die Impulsantwort für UWB-Anwendungen gerade im Hinblick auf hochauflösendes Radar eine besondere Rolle. Auf Basis einer Fouriertransformation der zuvor breitbandig von 1 ... 10 GHz ermittelten komplexwertigen Übertragungsfunktion wurden die Impulsantworten der modifizierten Version mit denen der in Kapitel 5.1 beschriebenen konventionellen Doppelsteghornantenne *DRH-90*, entsprechend der Abbildungen 5.08 und 6.10, verglichen. Letztere wurde mit zugehörigen Dimensionen der Apertur von 130 mm x 90 mm und 130 mm der Höhe für eine ähnliche Bandbreite entworfen. Die Abmessungen entsprechen aber jeweils annähernd dem Doppelten der MR-kompatiblen Version, womit sie über eine etwa vierfach größere Apertur verfügt. Neben der geschlossenen Pyramidenform fällt deshalb die Keulbreite der konventionellen Antenne erwartungsgemäß schmaler aus, wodurch eine höhere Direktivität hervorgerufen wird. Trotz der offenen Bauform der MR-kompatiblen Version weist diese aber nur geringfügige Signalverzerrung auf, was aus einer zur Antenne *DRH-90* nahezu identischen Breite der Impulsantwort von  $T_{FWHM} = 260$  ps geschlossen werden kann. Letztgenannte Auswertung erfolgte exemplarisch für die Hauptstrahlungsrichtung senkrecht zur Apertur, wofür das entsprechende Zeitsignal aus der räumlichen Charakteristik extrahiert und in Abbildung 6.11 dargestellt wurde. Wie schon bei der konventionellen Antenne wurde die Impulsantwort in erster Linie von der Messbandbreite limitiert.

Bei der räumlichen Gestalt der in Abbildung 6.10 abgetragenen Impulsantworten ist eine äußerst geringfügige Winkelabhängigkeit zu erkennen und kann einer leichten Abweichung des Impulszentrums der Antenne von der Drehachse des Positionierungssystems zugeschrieben werden (vgl. Kapitel 7.2). Durch die im Vergleich zur Referenzantenne *DRH-90* geringere Antennengröße liegt das Impulszentrum der MR-kompatiblen Antenne etwas näher am Drehzentrum, was sich in einer vom Drehwinkel nahezu unabhängigen Zeitlage der Impulsantwort entsprechend Abbildung 6.10 niederschlägt. Systematische

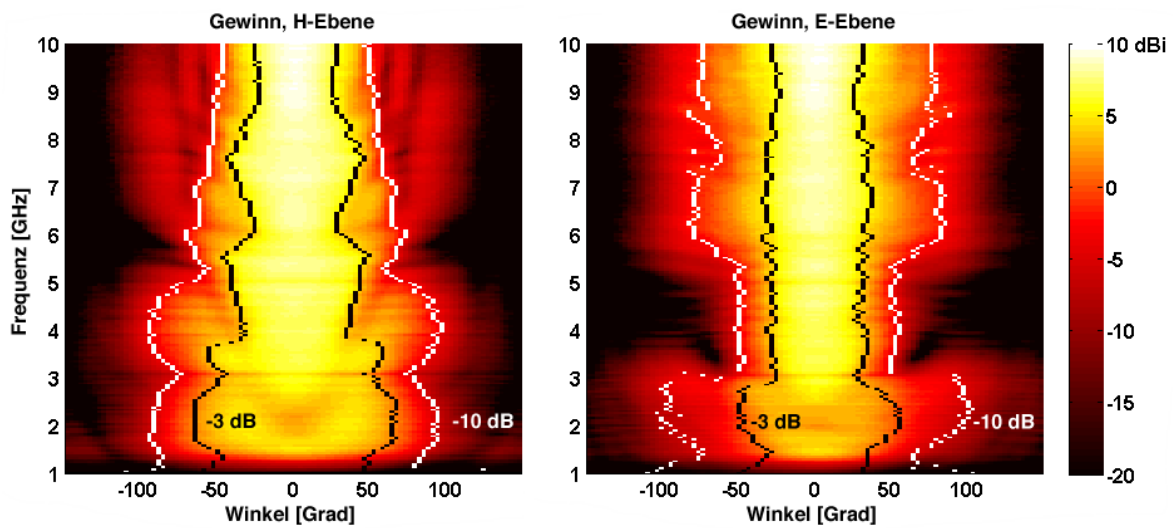


Abb. 6.09: Zweidimensionale Darstellung des gemessenen Richtdiagramms der MR-kompatiblen DRH-Antenne für die H- und E-Ebene. Skalierung entsprechend dem realisierten Antennengewinn in dBi. Schwarze und weiße Konturlinien kennzeichnen die -3- und -10-dB-Keulengrößen relativ zum frequenzabhängigen Maximalgewinn (vgl. Abb. 6.08).

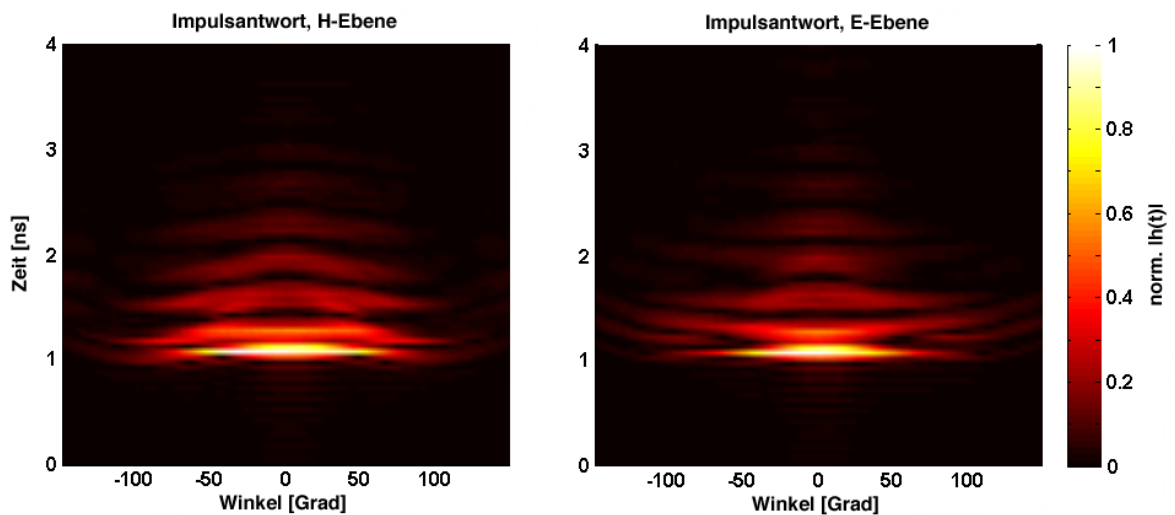


Abb. 6.10: Zweidimensionale Darstellung der gemessenen Impulsantworten der MR-kompatiblen DRH-Antenne für die H- und E-Ebene. Skala normiert auf Maximum der Impulsantworten.

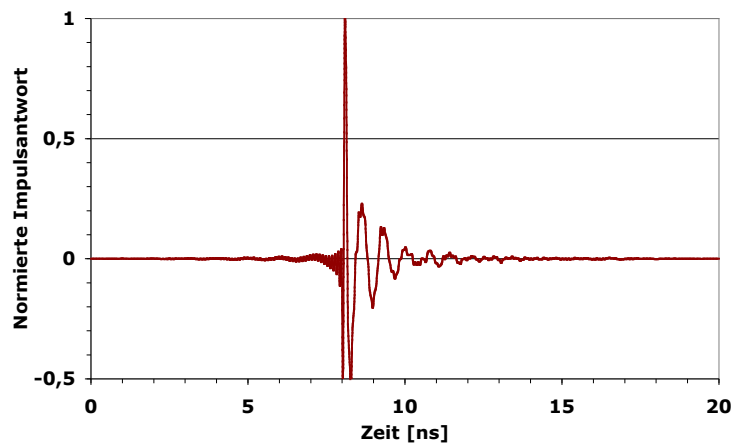


Abb. 6.11: Aus Abbildung 6.10 extrahierte Impulsantwort für die Hauptstrahlungsrichtung ( $0^\circ$ ) der MR-kompatiblen DRH-Antenne.

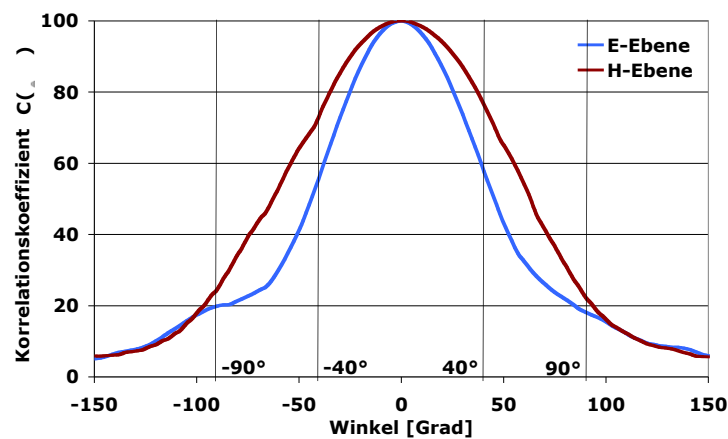


Abb. 6.12: Kohärenzdiagramme  $C(\theta, \varphi)$  der MR-kompatiblen DRH-Antenne für die H- und E-Ebene, basierend auf den Impulsantworten aus Abbildung 6.10.

Unterschiede der jeweiligen Impulsantworten sind durch die unterschiedlichen Antennenarchitekturen begründet, die zu veränderten Abstrahlwinkeln und zu einer anderen Form der Impulsantworten bei der offen gestalteten Antennenform führen. Entsprechend den dargestellten Zeitantworten der Abbildungen 5.08 und 6.10 liegt das Impulszentrum der kleineren MR-kompatiblen Antenne etwa 0,26 ns oder 78 mm hinter dem der Referenzantenne. Dies steht in guter Übereinstimmung zu den geometrischen Verhältnissen der Antennen und den unterschiedlichen Messaufbauten, eine zusätzliche, etwa 40 mm lange Speiseleitung an der MR-kompatiblen Antenne beinhaltend. Basierend auf den Impulsantworten wurden ferner die Kohärenzdiagramme, siehe Kapitel 4.4, für die H- und die E-Ebene der MR-kompatiblen Antenne berechnet und in Abbildung 6.12 dargestellt. Analog zu den Strahlungsdiagrammen im Zeitbereich nach Abbildung 6.10 findet sich die maximale Korrelation entlang der Hauptstrahlungsrichtung mit einer deutlich ausgeprägten

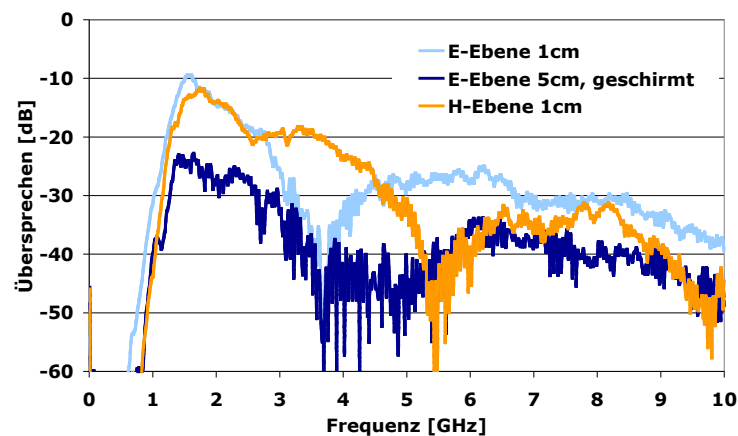


Abb. 6.13: Gemessenes Übersprechen verschiedener Antennenanordnungen von MR-kompatiblen DRH-Antennen für nebeneinander angeordnete Aperturen mit Abstand von 1 cm (hellblau) und 5 cm mit zusätzlicher Abschirmung (dunkelblau) in E-Ebene und für 1 cm Abstand bei Gruppierung in H-Ebene (orange).

Abnahme für steigende Betrachtungswinkel. Für einen Winkelbereich von  $\pm 40^\circ$ , entsprechend der -3-dB-Keulenbreite, verbleibt ein Korrelationsmaß von mindestens 55 %. Für Extremwerte um  $\pm 90^\circ$  ergeben sich noch immer Korrelationswerte um 20 %. Ganz ähnliche Ergebnisse erbrachte ein Vergleich mit der konventionellen Doppelsteghornantenne, wie in Abbildung 5.10 gezeigt wurde. Die Hauptunterschiede bestehen in einem weniger fokussierten Kohärenzdiagramm der MR-kompatiblen Antenne besonders in der H-Ebene. Während die breitere Keulenform aus einer kleineren Apertur und folglich einer geringeren Direktivität resultiert, wird der ausgeprägtere Effekt in H-Ebene durch die fehlenden Seitenwände der MR-kompatiblen Antenne begünstigt.

Unter Berücksichtigung der angestrebten bistatischen Radaranwendung ist das Übersprechen zwischen zwei dicht benachbarten Antennen unverändert von großem Interesse (vgl. Kapitel 2.4). Um die optimale Antennenanordnung für ein geringes Übersprechen zu ermitteln, wurden zwei identische Antennen in verschiedenen Ausrichtungen und Abständen in Kopolarisation positioniert. Eine wesentliche Gegebenheit besteht darin, dass für fixe Aperturabstände die strahlenden Doppelstege viel dichter benachbart liegen, sobald die Antennen entlang der E-Ebene mit allen Stegen auf einer gemeinsamen Linie angeordnet sind (entgegen einer Anordnung in H-Ebene). Im Einzelnen impliziert die Geometrie von Doppelsteghornantennen, dass eine Anordnung zweier Antennen zu demselben Übersprechen neigt, wenn die Antennen zum einen in H-Ebene mit 1 cm Abstand und zum anderen in E-Ebene bei 5 cm Abstand angeordnet sind. Quantitative Messergebnisse sind in Abbildung 6.13 zusammengefasst, wobei für die Anordnung in E-Ebene bei 5 cm Abstand eine zusätzliche Abschirmung verwendet wurde. Schließlich werden die geforderten Empfindlichkeiten unterschiedlicher Anwendungsszenarien über das Höchstmaß an tolerablem Übersprechen entscheiden und somit auch die Antennenanordnungen beeinflussen.

Für die Untersuchung der eigentlichen Hochfeldkompatibilität der Antennen wurden diese innerhalb eines 3-Tesla-MR-Scanners montiert, um die elektrischen und mechanischen

Auswirkungen zu spezifizieren. Da die Konstruktion eines aufwändigen MR-geeigneten Systems zur Detektion von mechanischen Mikrobewegungen außerhalb des Fokus dieser Arbeit lag, wurden die auf die Antenne wirkenden mechanischen Kräfte durch die subjektive Wahrnehmung mehrerer Testpersonen bestimmt. Hierzu wurden die Antennen im Bereich der höchsten Gradienten innerhalb des Scanners mit der Hand gehalten, während Testsequenzen ausgeführt wurden. Dieses Szenario bildet für derartige Anwendungen den kritischsten Fall. Obwohl eine quantitative Bestimmung der Effekte, bedingt durch das experimentelle Vorgehen, nicht möglich ist, so kann die menschliche Hand dennoch Bewegungen bis zu  $1\text{ }\mu\text{m}$  auflösen [75], was einer deutlich höheren Auflösung entspricht als für die UWB-Navigation notwendig. Sehr leichte Vibrationen waren schließlich spürbar, solange noch keine zusätzlichen Blockkondensatoren zum Auftrennen größerer Leiterbahnen eingesetzt wurden. Dieser Effekt verschwand mit der vollständigen Modifikation der MR-kompatiblen Antennen, wodurch der zusätzliche Nutzen einer Wirbelstromunterdrückung für die mechanische Stabilität deutlich wird. Unter Umständen aussagekräftiger als die Bestimmung mechanischer Bewegungen ist die Untersuchung der Kräfte, die nötig sind, um eine Antenne innerhalb des statischen Magnetfeldes, in Abwesenheit von Gradientenfeldern, zu bewegen. Für konventionelle Antennen kann dieser Kraftaufwand leicht mehrere Newton betragen. Im Gegensatz dazu konnte die MR-kompatible Antenne aus Abbildung 6.06 ohne spürbare Kraftwechselwirkung bewegt werden. Schlussendlich bewirkt eine Minimierung von Wirbelströmen neben der Reduktion von mechanischen Einflüssen auch die Verringerung von Bildartefakten in der MR-Darstellung, was den Nutzen dieser Modifikationen bekräftigt. Diese Ergebnisse führten zu dem Patent „*Hornantenne für Hochfrequenz-Sensor- und Signalübertragungsanwendungen*“ [76]. Für detaillierte Beschreibungen von Messungen mit den Antennen innerhalb des MR-Scanners sei auf Kapitel 8.2 verwiesen.

Im Laufe der Entwicklung hat sich gezeigt, dass nicht in jeder Anwendung der Bewegungsdetektion eine untere Grenzfrequenz von  $1,5\text{ GHz}$  erforderlich ist. Gerade bei der Detektion von Signalen von der Körperoberfläche oder dicht unter der Haut liegender

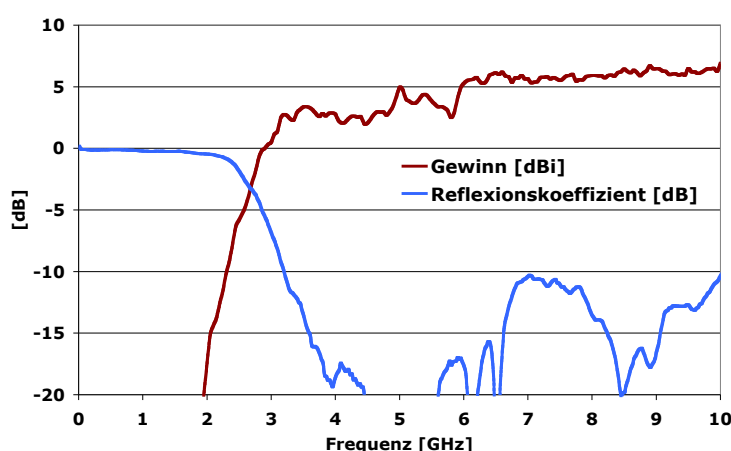


Abb. 6.14: Gemessener Reflexionskoeffizient der MR-kompatiblen DRH-Antenne kleinerer Bauart (blau) und der realisierte Gewinn in Hauptstrahlungsrichtung (rot) gegenüber der Frequenz.

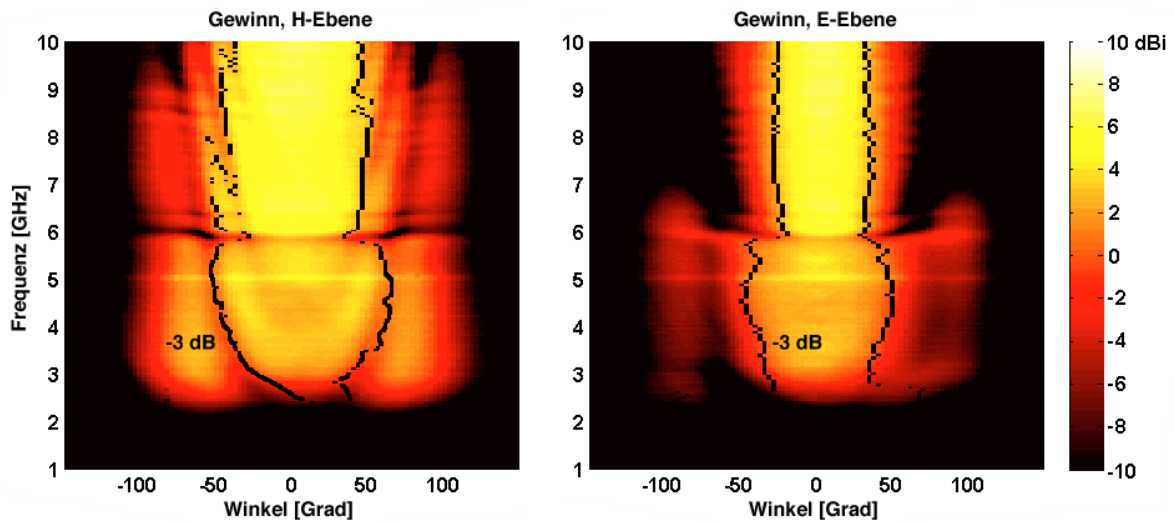


Abb. 6.15: Zweidimensionale Darstellung des gemessenen Richtdiagramms der MR-kompatiblen DRH-Antenne kleinerer Bauart für die H- und E-Ebene. Skalierung entsprechend dem realisierten Antennengewinn in dBi. Schwarze und weiße Konturlinien kennzeichnen die -3- und -10-dB-Keulengrenzen relativ zum frequenzabhängigen Maximalgewinn (vgl. Abb. 6.14).

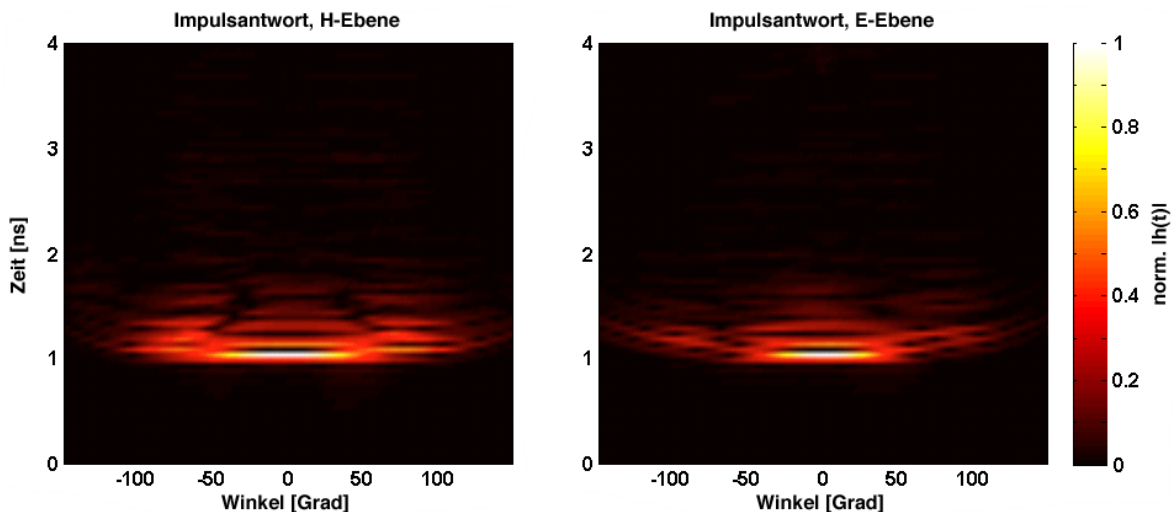


Abb. 6.16: Zweidimensionale Darstellung der gemessenen Impulsantworten der MR-kompatiblen DRH-Antenne kleinerer Bauart für die H- und E-Ebene. Skala normiert auf Maximum der Impulsantworten.

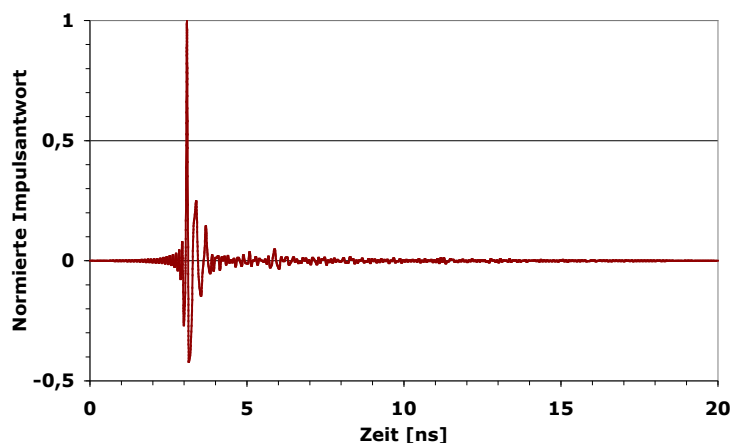


Abb. 6.17: Aus Abbildung 6.10 extrahierte Impulsantwort für die Hauptstrahlungsrichtung ( $0^\circ$ ) der MR-kompatiblen DRH-Antenne kleinerer Bauart.

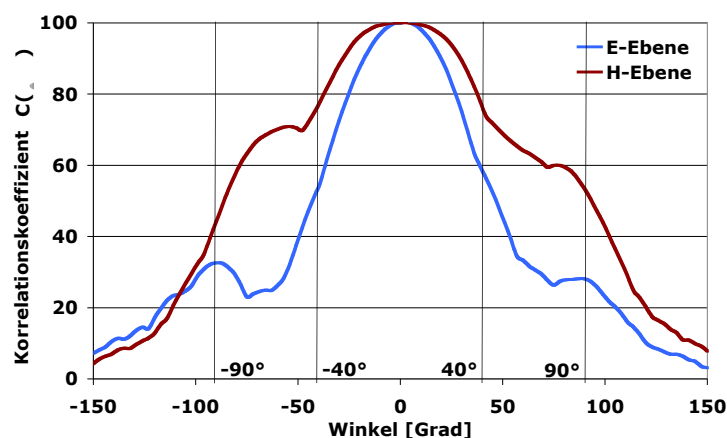


Abb. 6.18: Kohärenzdiagramme  $C(\theta, \varphi)$  der MR-kompatiblen DRH-Antenne kleinerer Bauart für die H- und E-Ebene, basierend auf den Impulsantworten aus Abbildung 6.16.

Ziele ist die Eindringtiefe und die damit verbundene Grenzfrequenz von geringerem Belang. Die allgemeine Erkennung von Patientenbewegungen, etwa der Gliedmaßen oder des Kopfes, seien hier aufgeführt, welche grundsätzlich zu Bewegungsunschärfen bei MR-Scans entsprechender Regionen führen. Für derartige Anwendungen wurde in Ableitung der bisher beschriebenen MR-kompatiblen Doppelsteghornantenne ein Derivat entwickelt, welches, in Konstruktion und Fertigung generell identisch, lediglich ein Achtel des Volumens des Originals aufweist (vgl. Anlage 6). Die jeweils zur Originalantenne halbierten Kantenlängen resultieren aus einer Antennengröße von 35 mm x 24 mm für die Apertur und 33 mm für die Antennenhöhe. Folglich liegt der Arbeitsfrequenzbereich, bedingt durch verringerte Kantenlängen in der Apertur, im Bereich von 3 ... 13 GHz, was dem Doppelten der originalen unteren Grenzfrequenz entspricht. Der zugehörige Reflexionskoeffizient und der ermittelte Antennengewinn sind in Abbildung 6.14 dargestellt und



zeigen skalierungsbedingt ein im Vergleich zum Original erwartetes höherfrequenteres Arbeitsfrequenzband. Analog dazu wurden die Richtdiagramme im Frequenz- und Zeitbereich ermittelt und in Abbildung 6.15 beziehungsweise 6.16 aufbereitet. Die Halbwertsbreiten der Strahlungskeulen liegen wie beim Original zwischen  $\pm 30^\circ \dots \pm 50^\circ$ . Insbesondere in der H-Ebene ist aber, bedingt durch die geringere Aperturfläche, eine tendenziell breitere Strahlungskeule zu beobachten. Im Zeitbereich sind im Vergleich zur Originalantenne ebenso kurze Impulsantworten von etwa  $T_{FWHM} = 170$  ps ermittelt und in Abbildung 6.17 für die Hauptstrahlungsrichtung dargestellt worden. In dem Kohärenzdiagramm gemäß Abbildung 6.18 spiegelt sich die geringere Direktivität in der H-Ebene wider, die erwartungsgemäß zu einem breiteren Verlauf führt. Ferner werden Nebenkeulen der Strahlungsdiagramme beider Ebenen durch lokale Maxima des Korrelationskoeffizienten deutlich. Bei einem mittleren Halbwertswinkel von  $\pm 40^\circ$  ergeben sich die Korrelationskoeffizienten der H-Ebene zu über 75 % und verbleiben selbst für  $\pm 90^\circ$  mit über 40 % noch bei vergleichsweise praktisch akzeptablen Werten. Für die E-Ebene fallen diese Werte mit etwa 65 % bei  $\pm 40^\circ$  der höheren Direktivität geschuldet etwas niedriger aus.

Bei abschließenden Kompatibilitätsuntersuchungen im MR-Scanner mit den verkleinerten Antennen konnten, wie bereits beim Original, keine Wechselwirkungen festgestellt werden.

Die positiven Erfahrungen mit UWB-Navigatortechniken in MR-Anwendungen (vgl. Kapitel 8.2) haben zu Vorüberlegungen geführt, das Prinzip einer Bewegungsentfaltung auf für Bewegungsartefakte ähnlich anfällige Diagnostikverfahren wie Röntgen- oder Computertomographiesysteme (CT) auszudehnen. Um eine Bewegungsdetektion des Untersuchungsbereiches durchführen zu können, ist es in diesem Anwendungsfall unumgänglich, die Antennen in den Strahlengang zu integrieren. Zur Begrenzung der von den Antennen ausgehenden Bildartefakte ist es wesentlich, bei der Antennenkonstruktion auf einen geringen Röntgenquerschnitt zu achten. Bei einer Vorstudie zur Tauglichkeit bereits vorhandener Antennen entstanden aufschlussreiche Aufnahmen von einer Standard-Doppelsteghornantenne *DRH-60*, einem Derivat der in Kapitel 5.1 vorgestellten Antenne *DRH-90*, und der Originalversion des MR-kompatiblen Doppelsteghorns, welche eine Beurteilung der jeweiligen Röntgenquerschnitte der Antennen erlauben. Die in Abbildung 6.19 gezeigte Gegenüberstellung verschiedener CT-Bilder beider Antennen verdeutlicht die auch bei diesem Verfahren drastisch zu erkennende Transparenzsteigerung der MR-kompatiblen Antennenvariante, welche bei diesem Anwendungsfall von der signifikanten Reduktion metallischer Lagen profitiert. Eine zusätzliche Kontrastminimierung ist für weiter reduzierte Metallisierungslagen zu erwarten, die im Bereich technischer Möglichkeiten bis zur einfachen Skintiefe der jeweiligen unteren Grenzfrequenz minimiert werden können. Dieser Umstand sollte die nötige Motivation liefern, den sowohl hochinteressanten als auch Erfolg versprechenden Ansatz einer UWB-Navigatortechnologie in Zukunft auf andere Tomographiesysteme auszuweiten. Abschließend skizziert Abbildung 6.20 ein realistisches Szenario, welches eine MR-kompatible Antenne im räumlichen CT-Scan über einem Beckenphantom darstellt.

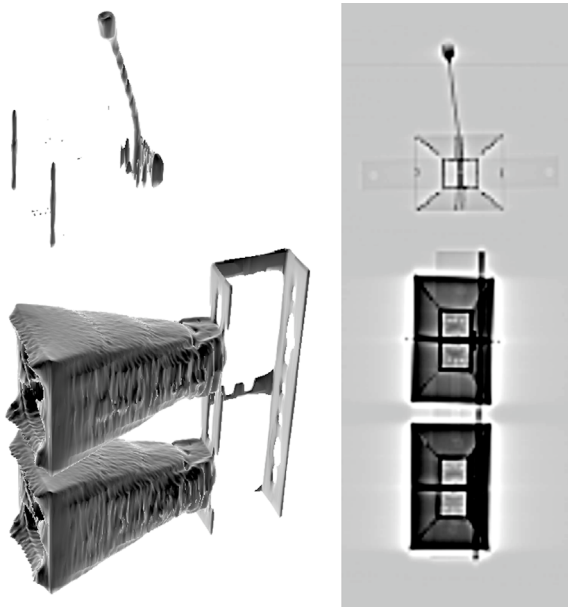


Abb. 6.19:

Computertomografie zweier konventioneller Antennen *DRH-60* (jeweils unteres Antennenpaar) und der MR-kompatiblen Antenne (jeweils obere Darstellung) als räumliche Rekonstruktion (links) und klassische Draufsicht (rechts). Die konventionellen Antennen aus massiven Messingbauteilen erzeugen einen weitaus höheren Kontrast als die metallisierungsarme MR-kompatible Antenne.

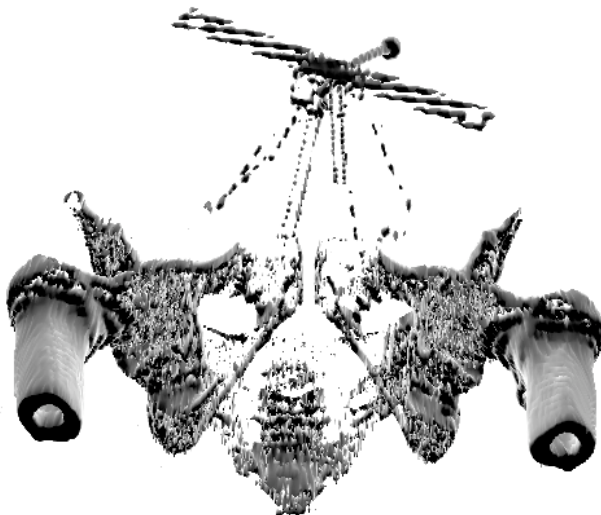


Abb. 6.20:

Computertomografie einer MR-kompatiblen Antenne auf einem Beckenphantom. Lediglich der optionale Haltebügel der Antenne erzeugt einen nennenswerten Kontrast.

# Phasen- und Impulszentren von Doppelsteghornantennen

# 7

## 7.1 Phasenzentren von Doppelsteghornantennen

Der Schlüssel zu einer soliden Bildgebung durch Radarsysteme liegt in möglichst genauen Informationen aller Systemkomponenten inklusive der Antennen, um systematische Ungenauigkeiten erkennen und minimieren zu können. In der angestrebten Anwendung müssen rückgestreute Signale aus unterschiedlichen Richtungen und Tiefen von vor den Antennen liegenden Objekten detektiert werden. Entsprechend genaue Informationen werden über die dabei wirksamen Strahlungszentren der Antenne benötigt, um die Signalauswertung zu präzisieren. In Abgrenzung zu den im Nachfolgekapiel behandelten Impulszentren liegt der Fokus in diesem Kapitel auf der Bestimmung von Phasenzentren von Doppelsteghornantennen, um das grundlegende Verständnis zur Funktionsweise dieses Antennentyps zu vertiefen. Im Gegensatz zu alternativen Zugängen zu dieser Thematik [77,78] wurde in dieser Arbeit der Schwerpunkt auf die Bestimmung von Phasencharakteristiken innerhalb begrenzter Bandbreiten und begrenzter Beobachtungswinkel gelegt. Zunächst wurde ein Algorithmus entworfen, der das resultierende Phasenzentrum eines idealisierten Punktquellenpaares korrekt wiedergibt. Der Algorithmus wird später verwendet, um die Messdaten zweier verschiedener Doppelsteghornantennen in Bezug auf die Lage etwaiger Phasenzentren auszuwerten. Der Ablauf, die Ergebnisse und die Bedingungen, unter denen globale oder lokale Phasenzentren definiert werden können, werden in diesem Kapitel beschrieben [79,80].

Die Phasencharakteristik  $\Phi(\theta, \varphi)$  im Fernfeld einer Antenne beschreibt die winkelabhängige Variation der Phasenverschiebung von abgestrahlten Feldkomponenten in Bezug auf eine gewählte Polarisationssebene. Daraus ergeben sich Äquiphasenoberflächen, bei denen die Phase einer gewünschten Polarisation konstant bleibt, ungeachtet sich ändernder Beobachtungswinkel in Elevation  $\theta$  und Azimuth  $\varphi$ . Die Entfernung  $R(\theta, \varphi)$  der Phasenfront wird durch

$$R(\theta, \varphi) = R_0 + \frac{\Phi(\theta, \varphi)}{k} \quad (7.1)$$

berechnet [81], wobei  $k = 2\pi/\lambda$  ist und  $R_0$  den Radius einer ausreichend großen Kugel um die Antenne beschreibt, um Fernfeldbedingungen zu erreichen. Existiert das Phasenzentrum als virtueller Punkt nahe oder innerhalb der Antenne, welcher als Quelle einer Kugelwelle angenommen werden kann, so kann das Phasenzentrum als Mittelpunkt dieser Kugel für jede Betrachtungsrichtung angenähert werden. Mit anderen Worten ist das Phasenzentrum einer Antenne derjenige Punkt, um den eine Antenne gedreht werden

kann, ohne die Phasenlage eines abgestrahlten Signals in einem Beobachtungspunkt zu verändern. Allgemein ist die Phasencharakteristik aber keine stetige Funktion. So treten Phasensprünge mindestens an jeder Nullstelle der Richtcharakteristik auf. Die meisten Antennen, inklusive der Aperturstrahler, weisen multiple Phasencharakteristiken auf, für die globale Phasenzentren nicht definiert werden können. Trotzdem kann die Phasenfront für diese Fälle zumindest abschnittsweise in einem bestimmten Raumsegment mit einer Kugel angenähert werden. Folglich ist es möglich, verschiedene und voneinander unabhängige lokale Phasenzentren einer Antenne zu bestimmen. Typisch erfolgt dies für die bedeutendsten Strahlungskeulen.

Der folgende Zusammenhang, analog zu Abbildung 7.01, kann verwendet werden, um ein lokales Krümmungszentrum  $P(x_p, y_p)$  für eine bestimmte Richtung  $(R, \theta_0)$  eines zweidimensionalen Schnittes der dreidimensionalen Phasenfront  $\Phi(\theta)$  für ein konstantes  $\varphi$  zu berechnen [81]:

$$\begin{aligned} x_p &= \frac{1}{k} \left( \cos(\theta_0) \frac{d\Phi}{d\theta} \Big|_{\theta_0} - \sin(\theta_0) \frac{d^2\Phi}{d\theta^2} \Big|_{\theta_0} \right) \\ y_p &= \frac{1}{k} \left( \cos(\theta_0) \frac{d^2\Phi}{d\theta^2} \Big|_{\theta_0} - \sin(\theta_0) \frac{d\Phi}{d\theta} \Big|_{\theta_0} \right). \end{aligned} \quad (7.2)$$

Die geschlossene Beschreibung einer Phasencharakteristik  $\Phi(\theta)$  ist generell sehr komplex, so dass numerische Lösungen auf Basis des abgestrahlten E-Feldes  $\underline{E}$  entwickelt wurden, die auf reale Messdaten des Fernfeldes angewendet werden können.

Für diesen Ansatz wurden automatisierte Messungen durchgeführt, um die dreidimensionale Strahlungscharakteristik einer Testantenne (AUT) aufzuzeichnen. Dabei wurde der komplexwertige Transmissionskoeffizient  $\underline{S}_{21}(\theta, \varphi)$  zwischen der AUT und der Referenzantenne für verschiedene Bereiche des Betrachtungswinkels gespeichert. Der grundlegende Ansatz, um aus diesen Daten mögliche Phasenzentren zu berechnen, nutzt drei modifizierte Kreisgleichungen, um das reelle dreidimensionale Szenario auf ein zweidimensionales Problem zu reduzieren:

$$(x_i - x_p)^2 + (y_i - y_p)^2 = (r_p - \Delta r_i)^2, \quad i = 1 \dots 3. \quad (7.3)$$

Jede Gleichung beschreibt die Abweichung  $\Delta r_i$  vom Radius eines idealen Kreises  $r_p$  unter Berücksichtigung der realen Kreise, die den Messpunkten  $(x_i, y_i)$  und den kugelförmigen Phasenfronten  $(x_p, y_p)$  zugehörig sind. Dieses Gleichungssystem wird numerisch gelöst, wobei ein Schätzwert für das Phasenzentrum entsteht. Dieser Schätzwert ist aber durch die zunächst geringe Anzahl von drei Messpunkten recht ungenau. Daher verwendet ein weiterentwickelter Ansatz eine Vielzahl von Messpunkten  $(x_i, y_i)$ ,  $i = 1 \dots N$  mit  $N \gg 3$ . Der Lösungsansatz hierfür basiert auf einer Fehlerminimierung. Die iterative Berechnung des Phasenzentrums  $(x_p, y_p, r_p)$  endet, wenn alle Gleichungen  $f_i$  innerhalb einer vorgeschriebenen Toleranz gegen null streben:

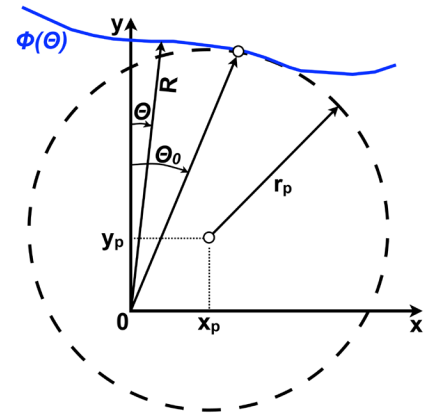


Abb. 7.01:

Lokales Phasenzentrum  $(x_p, y_p)$  als partielles und kreisförmiges Zentrum einer Phasenfront  $\Phi(\theta)$ . Darstellung nach [81].

$$f_i = (x_i - x_p)^2 + (y_i - y_p)^2 - (r_p + \Delta r_i)^2 . \quad (7.4)$$

Durch die drei unabhängigen Variablen  $(x_p, y_p, r_p)$  entspricht diese Berechnungsmethode einer dreidimensionalen Minimierung:

$$F(x_p, y_p, r_p) = \sum_{i=1}^N \left( (x_i - x_p)^2 + (y_i - y_p)^2 - (r_p + \Delta r_i)^2 \right)^2 \quad (7.5)$$

mit  $F(x_p, y_p, r_p) \rightarrow \min$  .

Um diese Berechnung zu beschleunigen, bietet es sich an, bereits hinreichend gute Startwerte zu verwenden, die beispielsweise unter Zuhilfenahme von Gleichung (7.3) erzeugt werden können. Der auf diese Weise implementierte Algorithmus bestimmt lokale und globale Phasenzentren für alle gewünschten Frequenzen mit einem minimalen Fehler. Dennoch können die so ermittelten Phasenzentren je nach Winkelbereich teils stark variieren. Generell wird die Genauigkeit der Phasenzentren von der Form der Phasencharakteristik und der Breite des Betrachtungswinkels beeinflusst.

Um die Eignung des Algorithmus zu verifizieren und zu demonstrieren, wurde ein virtuelles, aber wohldefiniertes und leicht zu analysierendes Modell zweier Hertzscher Dipole erstellt, wobei  $\underline{E}_1$  und  $\underline{E}_2$  die Größen der elektrischen Fernfelder und  $F_{HD}$  die resultierende Richtcharakteristik beschreiben. Der Abstand  $d$  zwischen beiden Elementardipolen wurde im nachfolgend betrachteten Beispiel auf eine volle Wellenlänge festgelegt. Damit ist die Distanz sehr viel geringer als zwischen den Antennen und einem Beobachtungspunkt im Fernfeld. Für die räumliche Ausrichtung der elektrischen Felder beider Dipole wird eine Co-Polarisation angenommen. Dann gilt für die Berechnung der Gesamtfeldstärke  $\underline{E}_{res}$ :

$$\underline{E}_{res} = \underline{E}_1 \cdot F_{HD} \left( \frac{e^{-jk r_1}}{k r_1} + \frac{\underline{E}_2}{\underline{E}_1} \frac{e^{-jk r_2}}{k r_2} \right) . \quad (7.6)$$

Die Wegdifferenz zwischen  $r_1$  und  $r_2$ , jeweils zwischen den einzelnen Dipolen und dem Beobachtungspunkt, ist durch  $r_2 = r_1 + d \cdot \sin(\theta)$  zu berechnen. Dieser Wegunterschied wird gewöhnlich nur für die Berechnung der Phase berücksichtigt und bei der Berechnung der Amplitude ignoriert, was zur folgenden Schreibweise führt:

$$\underline{E}_{res} = \underline{E}_1 \cdot F(\theta) \frac{e^{-jk r_1}}{k r_1} \left( 1 + \frac{|E|_2}{|E|_1} e^{-j(k \cdot d \cdot \sin(\theta) + \varphi)} \right). \quad (7.7)$$

Mit der Größe  $\varphi$  wird eine mögliche Phasendifferenz der Dipolströme eingeführt. Die letztendlich interessierende Phasencharakteristik  $\Phi$  kann aus dem Klammerausdruck von Gleichung (7.7) gewonnen werden und ergibt sich zu:

$$\Phi(\theta) = \arctan \left( \frac{-\frac{|E|_2}{|E|_1} \sin(k \cdot d \cdot \sin(\theta) + \varphi)}{1 + \frac{|E|_2}{|E|_1} \cos(k \cdot d \cdot \sin(\theta) + \varphi)} \right). \quad (7.8)$$

Für den Spezialfall  $\underline{E}_1 = \underline{E}_2$  ist es möglich, Gleichung (7.8) in die bekannte Form zu überführen:

$$\Phi(\theta) = \frac{k \cdot d \cdot \sin(\theta) + \varphi}{2}. \quad (7.9)$$

Beim Einsetzen in Gleichung (7.2) ergibt sich, wie für das gewählte Szenario erwartet,  $(x_p, y_p) = (0, d/2)$  als Lage des Phasenzentrums.

Zusätzlich zur reinen Verifikation des Lösungsalgorithmus können einige ganz grundlegende Schlüsse für dieses einfache Beispiel gewonnen werden: 1. Es existiert nur ein einzelnes globales Phasenzentrum. 2. Das Phasenzentrum ist unabhängig von der relativen Phase der jeweiligen Dipolströme. 3. Für ungleiche Strombeträge existiert kein globales Phasenzentrum und der analytische Ausdruck muss durch numerische Rechnungen ersetzt werden, um lokale Phasenzentren zu ermitteln.

Während der vorige Ansatz einer allgemeingültigen Analyse entsprach und nicht auf breitbandige oder spezielle Anwendungen zugeschnitten war, beschreibt der nächste Abschnitt dessen Anwendung auf zwei verschiedene Doppelsteghornantennen. Diese Antennen sind bereits aus den vorangehenden Kapiteln als dispersionsarm bekannt, was in erster Vermutung auf ein frequenzunabhängiges Phasenzentrum schließen lassen sollte. Um diese vereinfachte Sichtweise zu überprüfen, wurden verschiedene Messungen mit Hilfe des zuvor beschriebenen Algorithmus analysiert. Wie sich herausstellen wird, ist der Algorithmus nicht in der Lage, für größere Betrachtungswinkelbereiche korrekte Phasenzentrumslagen zu bestimmen. Allerdings darf diese Unzulänglichkeit nicht als Nichtexistenz eines Phasenzentrums fehlinterpretiert werden.

## A Die konventionelle Doppelsteghornantenne

Zunächst wurde die aus Kapitel 5.1 bekannte Antenne *DRH-90* untersucht (vgl. Abbildung 5.01). Die dreidimensionale geometrische Struktur dieser Antenne verlangt auch eine dreidimensionale Analyse der Lage des Phasenzentrums. Diese Analyse kann vereinfacht werden, wenn das Problem zunächst auf zwei zweidimensionale Schnitte für die H- und E-Ebene reduziert wird. Somit kann der Algorithmus, entworfen für planare Richtdiagrammschnitte, weiterverwendet werden. Die entsprechenden komplexwertigen Fernfelddaten wurden über computergesteuerte Messungen in einer Absorberkammer innerhalb eines Frequenzbereiches von 1 ... 10 GHz ermittelt. Eine variable Antennenpositionierung relativ zur Drehachse des Antennenpositionierers wurde durch die Verwendung eines in zwei Achsen verstellbaren Koordinatentisches entsprechend Abbildung 7.02 ermöglicht, der einen Verstellbereich von  $\pm 20$  cm bot. Obwohl breitbandige Phasenzentren für beide Antennenebenen ermittelt werden konnten, traten bei der H-Ebene ausgesprochen starke Phasenverzerrungen auf, wodurch eine erfolgreiche Datenauswertung unmöglich wurde. Diese Beobachtung stimmt mit den Beobachtungen anderer Gruppen [77] überein und steht vermutlich im Zusammenhang mit den Doppelstegen. Dementsprechend zeigt Abbildung 7.03 lediglich die Lage der Phasenzentren für die E-Ebene, jedoch für zwei verschiedene Betrachtungswinkelbereiche von  $\pm 10^\circ$  und  $\pm 60^\circ$ . Obgleich beide Kurven ausgeprägte Unterschiede im Detail aufweisen, bleibt ihr generelles Verhalten über einen weiten Frequenzbereich vergleichbar.

Eine genauere Untersuchung der Ergebnisse zeigte, dass eine visuelle Validierung der Phasenzentrumspositionen nicht ausreicht. Aus diesem Grund wurden zusätzliche Testmessungen durchgeführt, um die Parametergrenzen für den Frequenz- und Betrachtungswinkelbereich zu bestimmen, innerhalb deren die vom Minimierungsalgorithmus gelieferten Ergebnisse der Definition eines Phasenzentrums entsprechen. Diese Parametergrenzen sind als Gültigkeitsbereich in Abbildung 7.03 kenntlich gemacht. Für beide Winkelbereiche ist die untere Grenze der Gültigkeitsbereiche identisch und entspricht der tiefsten Messfrequenz. Im Gegensatz dazu erhöht sich die Frequenz der oberen Gültigkeitsgrenze mit kleiner werdenden Betrachtungswinkeln. Dieser Effekt spiegelt die höhere Direktivität der Antennen bei höheren Frequenzen wider, wodurch in der Folge schmalere Keulenbreiten und somit höhere Phasenverzerrungen bei niedrigeren Betrachtungswinkelbereichen auftreten.

Das Phasenzentrum der zu untersuchenden Antenne konnte demnach nicht als einzelner Punkt definiert werden, sondern als Cluster verschiedener frequenzabhängiger Punkte. Für beide Winkelbereiche variiert die frequenzabhängige Lage des Phasenzentrums entlang der z-Achse der E-Ebene innerhalb des Gültigkeitsbereiches über mehrere Zentimeter, wie aus Abbildung 7.03 deutlich wird. Teilweise werden Koordinaten deutlich außerhalb der geometrischen Kontur der Antenne erreicht. Dieser scheinbare Widerspruch kann einerseits durch parasitäre Resonanzen der Antennenstruktur und andererseits durch spürbare Phasenverzerrungen erklärt werden, die durch höhere Moden der Felder in der Aperturebene der Antenne verursacht werden können. Letzterer Effekt kann zu Gauss-Strahlen mit einem Fokuspunkt vor der eigentlichen Quelle führen, was auch bei kleineren Betrachtungswinkelbereichen Phasenzentren außerhalb der eigentlichen Antenne

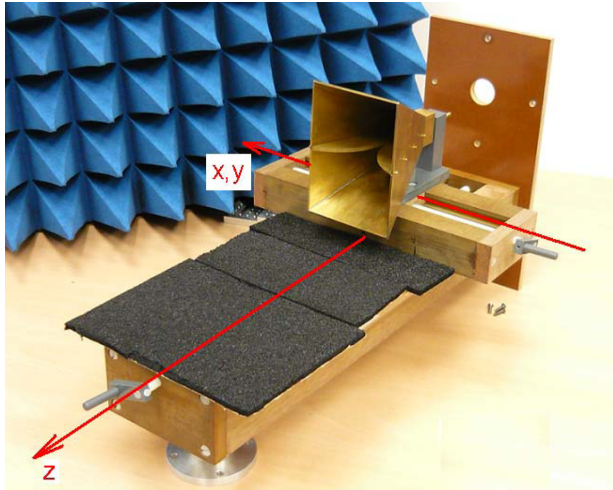


Abb. 7.02:  
Koordinatentisch mit montierter Antenne *DRH-90* zur individuellen Ausrichtung einer Antenne relativ zur Drehachse eines Messpositionierers.

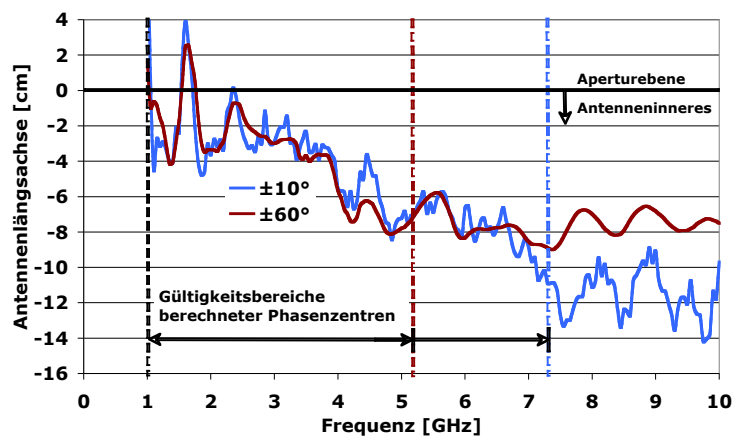


Abb. 7.03: Lokale Phasenzentrumspositionen als Ergebnis des Minimierungsalgorithmus in der E-Ebene entlang der Antennenlängsachse (z-Achse) der konventionellen Antenne *DRH-90* für zwei verschiedene Betrachtungswinkelbereiche gegenüber der Frequenz.

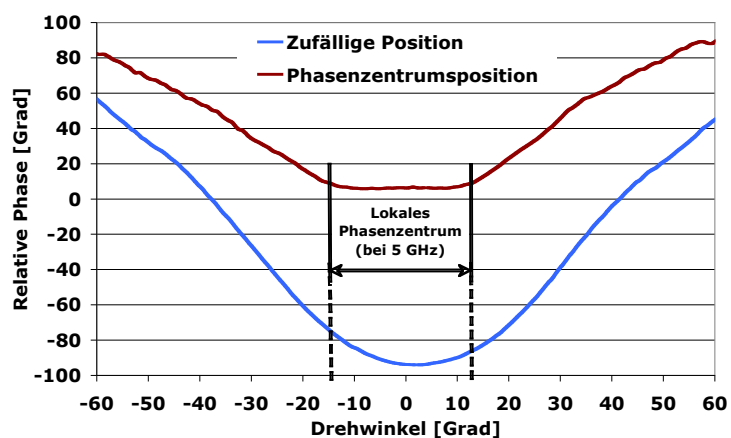


Abb. 7.04: Phasendiagramm der E-Ebene der Antenne *DRH-90* bei einer exemplarischen Frequenz von 5 GHz für zwei verschiedene Antennenpositionen: versetzte Drehachse (blau) und Übereinstimmung von Drehachse und lokalem Phasenzentrum (rot).



vortäuschen kann, wie in Abbildung 7.03 für die E-Ebene zu sehen ist. Im Gegensatz zur z-Koordinate zeigen die x- und die y-Koordinaten für beide Betrachtungswinkelbereiche nur geringe Schwankungen im Millimeterbereich um die z-Achse.

Für eine weitergehende Untersuchung der Antenne wurde ein Winkelbereich von  $\pm 20^\circ$  entlang der E-Ebene vermessen und analysiert, wobei zweifelsfrei lokale Phasenzentren bestimmt werden konnten. Ein typisches Ergebnis einer solchen Verifizierungsmessung ist in Abbildung 7.04 exemplarisch für 5 GHz für einen erweiterten Messbereich von  $\pm 60^\circ$  dargestellt. Diese Grafik zeigt Phasendiagramme, die für zwei verschiedene Antennenpositionen relativ zum Drehzentrum ermittelt wurden. Wenn das Drehzentrum mit der Lage des lokalen Phasenzentrums in Übereinstimmung gebracht wird, kann eine quasikonstante Phasencharakteristik mit einem Fehler von weniger als  $2^\circ$  für einen Winkelbereich von  $27^\circ$  erzeugt werden. Im Gegensatz dazu kann für eine beliebige Antennenposition, in Bezug auf das Drehzentrum, eine starke Abhängigkeit der Phase vom Drehwinkel beobachtet werden. Wie erwartet existiert für das direktive Doppelsteghorn kein globales Phasenzentrum für einen vollen Bereich von  $360^\circ$ . Vielmehr wurden lokale Phasenzentren für begrenzte Betrachtungswinkel gefunden, deren Koordinaten eine starke Frequenzabhängigkeit aufweisen. Für steigende Frequenzen verschiebt sich die Lage der Phasenzentren entlang der Aufweitung der Stege in Richtung des Speisepunktes. Dies stimmt mit den erwarteten Positionen überein, an denen sich die elektrischen Felder entsprechender Wellenlänge von der Antennenstruktur ablösen.

#### *B MR-kompatible Doppelsteghornantenne*

Die zweite untersuchte Antenne ist das bereits aus Kapitel 6.2 bekannte MR-kompatible Doppelsteghorn. Insbesondere sollten die Auswirkungen der Modifikationen auf das breitbandige Phasenverhalten der Antenne erfasst werden. Die experimentelle Herangehensweise entsprach dabei exakt den vorangehenden Beschreibungen. Obwohl kein globales Phasenzentrum existiert, zeigt die Antenne wohl definierte Phasenzentren über einen bemerkenswert großen Frequenz- und Betrachtungswinkelbereich, wie aus Abbildung 7.05 ersichtlich wird. Verglichen mit der konventionellen DRH-Antenne in Abbildung 7.03 reduziert sich die Varianz der Phasenzentrumspositionen oberhalb von 3 GHz, was eine Verifikation über eine höhere Bandbreite ermöglicht. Dieser Unterschied ist auf eine deutlich geringere Antennengröße zurückzuführen, die etwa einem Achtel der konventionellen Version entspricht. Unregelmäßigkeiten im sonst gut ausgeprägten Richtdiagramm [73] stören die Phasenfront, was zu ausgeprägten Schwankungen des Phasenzentrums für Frequenzen unterhalb von 3 GHz führt. In Analogie zu der vorangehenden Untersuchung wurden die Ergebnisse für ausgewählte Frequenzen verifiziert, wobei das Drehzentrum in die jeweiligen Phasenzentren verschoben wird. Entsprechend zu Abbildung 7.06 war es somit möglich, eine konstante Phasenfront über einen Winkelbereich von  $45^\circ$  mit einer Phasengenauigkeit von  $3^\circ$  zu erhalten.

Die Untersuchungen bezüglich der Phasenzentren von Doppelsteghornantennen begannen unter der weitläufigen Annahme, dass nichtdispersive UWB-Antennen streng mit einem frequenzunabhängigen Phasenzentrum verbunden sind, wie etwa aus [38] deutlich

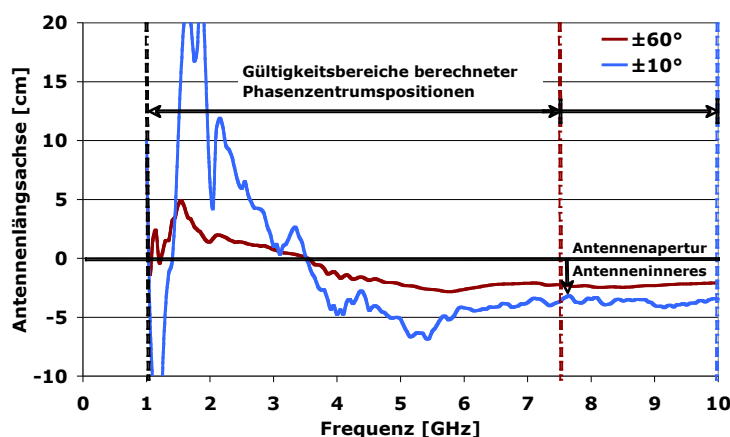


Abb. 7.05: Lokale Phasenzentrumspositionen in der E-Ebene entlang der Antennenlängsachse (z-Achse) einer MR-kompatiblen DRH-Antenne für zwei verschiedene Betrachtungswinkelbereiche gegenüber der Frequenz.

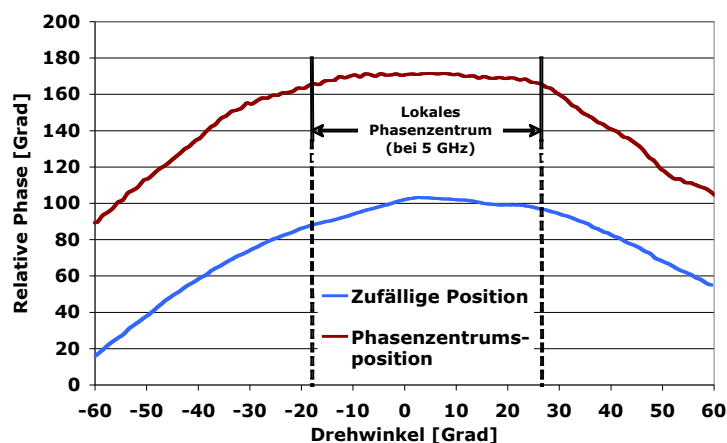


Abb. 7.06: Phasendiagramm der E-Ebene einer MR-kompatiblen DRH-Antenne bei einer Frequenz von 5 GHz für zwei verschiedene Antennenpositionen: versetzt zur Drehachse (blau) und Übereinstimmung von Drehachse und lokalem Phasenzentrum (rot).

wird. Dennoch bescheinigen die Messungen, dass eine kurze Impulsantwort nicht im Widerspruch zu einem frequenzabhängigen Phasenzentrum stehen muss. Diese Schlussfolgerung wird plausibel, wenn die Wellenausbreitung im Inneren der Antenne betrachtet wird: Der Umstand, dass unterschiedliche Spektralanteile in unterschiedlichen Regionen der Antenne abgestrahlt werden, verursacht nicht zwangsläufig Dispersion, obwohl er unweigerlich zu variablen Phasenzentren führt. Die noch geführten und bereits abgestrahlten Spektralanteile bewegen sich dabei mit ähnlicher Geschwindigkeit in Richtung Antennenapertur, was lediglich niedrige Signalverzerrungen zur Folge hat. Das Breitbandsignal an sich bleibt daher trotz der Phasenzentrumsvariation für Winkelbereiche nahe der Hauptstrahlungsrichtung größtenteils intakt (vgl. Kapitel 5.1 und 6.2). Unzulässig ist aber

eine Verallgemeinerung letztgenannter Punkte. Die Aussagen besitzen nur Gültigkeit, sofern es sich um nichtresonante und vorwärts gespeiste Antennenstrukturen handelt und beschränken sich daher vorzugsweise auf Wanderwellenantennen. Bei rückwärts gespeisten Antennen hingegen erfolgt die Speisung an der vorderen Antennenkante, wobei geometrisch zurückliegende Antennenteile durch das zur Hauptstrahlungsrichtung gegenläufige Speisesignal erst deutlich verzögert zur Abstrahlung beitragen. In diesem Fall ist eine synchrone Überlagerung aller Spektralanteile faktisch ausgeschlossen und eine lange Impulsantwort die Folge. Ein bekanntes Beispiel ist die Logarithmisch-Periodische-Antenne, welche zusätzlich durch ihre energiespeichernde resonante Dipolstruktur für das Abstrahlen von Impulsen ungeeignet ist.

Entsprechend der Natur einer Richtantenne sind Amplituden- und Phasenverzerrungen für die Hauptstrahlungsrichtung (hier entlang der z-Achse) am geringsten ausgeprägt. Der Winkelbereich, innerhalb dessen die Existenz eines wohldefinierten Phasenzentrums begrenzt ist, wird kleiner, je größer die elektrische Größe und damit auch die Direktivität einer Antenne ausfällt. Schlussfolgernd kann ein globales Phasenzentrum nur für elektrisch kleine Antennen erwartet werden, welche quasi omnidirektionale Richtdiagramme besitzen. Impulszentren zeigen ein deutlich abweichendes Verhalten und werden im nachfolgenden Kapitel genauer betrachtet.

## 7.2 Impulszentren von Doppelsteghornantennen

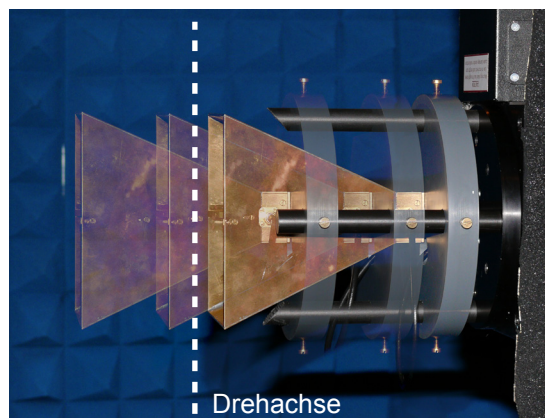
Im vorangehenden Kapitel ist in Form von Phasenzentren das frequenzselektive Verhalten virtueller Abstrahlungspunkte einer Antenne betrachtet worden. Dabei wurde untersucht, inwieweit eine Antenne bei einer bestimmten Frequenz im theoretischen Sinn auf einen Punkt reduziert werden kann. Dieses Kapitel knüpft an diese Absicht an, konzentriert sich aber im Rahmen von Ultrabreitbandsystemen auf eine zeitbereichsbasierte Betrachtung. Infolgedessen werden virtuelle Punkte gesucht, auf die eine Antenne während der Übertragung von Zeitsignalen reduziert werden kann. Diese Punkte werden als Impulszentrum bezeichnet und besitzen für die Entwicklung von bildgebenden Algorithmen eine große Bedeutung. Sie beschreiben den geometrischen Quellpunkt eines abgestrahlten Signalpulses und ermöglichen auf diesem Weg eindeutige Aussagen über dessen Laufzeiten außerhalb des leitungsgebundenen Systems. Das Impulszentrum einer Antenne definiert sich nun als derjenige Punkt, um den eine Antenne gedreht werden kann, ohne dabei die zeitliche Lage eines abgestrahlten Testsignals in einem Beobachtungspunkt zu verändern. In der Messpraxis bedeutet dies, dass bei der vom Betrachtungswinkel abhängigen Auswertung der Impulsantwort einer Antenne keine Zeitverschiebung zu beobachten ist. Trotz der Ähnlichkeit ihrer Definitionen ist ein direkter Zusammenhang zwischen Phasen- und Impulszentren, jeweils eine Frequenz- beziehungsweise Zeitbereichsbetrachtung repräsentierend, bei genauerer Begutachtung nicht in einer unmittelbaren Fouriertransformation zu finden. Dieses Kapitel wird zeigen, dass sich Phasen- und Impulszentren deutlich in ihrem Verhalten unterscheiden können.

Die folgenden Ergebnisse belegen, dass bereits die teils komplexe Ermittlung von Phasenzentren nur in Teilen mit der von Impulszentren vergleichbar ist. Während bei der Ermittlung von Phasenzentren schmalbandige Effekte wie Phasenverzerrungen sehr nachteilige Auswirkungen auf die Analyse haben können, sind derartige Störungen bei der Ermittlung von Impulszentren eher von untergeordneter Bedeutung. Ursache dafür ist, dass schmalbandige Störungen in einem sonst homogenen Spektrum lediglich zu Abweichungen im Bildbereich, also bei den Impulsantworten, führen. Hier ist der nachteiligste Effekt, der von einer solchen Abweichung zu erwarten ist, eine Verzerrung der Impulsantwort entlang der Zeitachse. Unter idealen Messbedingungen sind diese Verzerrungen gänzlich der Antennencharakteristik zuzuschreiben und spiegeln sich somit in einer bestimmten, jeder Antenne eigenen Impulsantwort wieder. Obwohl die winkelabhängige Auswertung der zeitlichen Lage von Impulsantworten die Grundlage für die Bestimmung von Impulszentren darstellt, spielt deren generelle Form kaum eine Rolle. Für die Analyse des Impulszentrums wird lediglich die absolute Zeitlage der winkelabhängigen Impulsantworten betrachtet, wobei die amplitudenstärksten Signalkomponenten verglichen werden. Somit ist auch die Auswertung breiterer Impulsantworten möglich.

Auf Erfahrungen der Auswertung zahlreicher Antennenmessungen basierend wurde angenommen, das Impulszentrum durch eine begrenzte Anzahl von Antennenmessungen bestimmen zu können, bei denen eine Antenne in verschiedenen Positionen relativ zum Drehzentrum vermessen wird. Zur Realisierung einer entsprechenden Messreihe wurde eine Antennenhalterung entworfen, die es ermöglicht, eine Testantenne entlang ihrer Längsachse in beliebiger Lage relativ zur senkrechten Drehachse des Messpositionierers

Abb. 7.07:

Messaufbau zur Bestimmung von Impulszentren einer Doppelsteghornantenne. Durch eine mögliche Verschiebung der Antenne entlang der Messachse kann das vertikale Drehzentrum des Positionierers durch die gesamte Antenne verschoben werden.



zu montieren. Abbildung 7.07 soll dieses simple Prinzip verdeutlichen. Bei dem Aufbau wurden zur Vereinfachung die Erkenntnisse aus der Ermittlung von Phasenzentren berücksichtigt, die eine auf die Antennenlängsachse beschränkte Variation der Strahlungspunkte beinhalten. Aus logischen Erwägungen war eine Position des Impulszentrums auf derjenigen Achse am wahrscheinlichsten, auf der sich die einzelnen frequenzabhängigen Phasenzentren konzentrieren. Eine Möglichkeit der Querjustage wurde daher nicht vorgesehen.

In einer zehn Durchläufe umfassenden Messreihe wurde die bereits bekannte Antenne *DRH-90* sukzessive beginnend bei der Apertur durch das vertikale Drehzentrum verschoben und jeweils eine Auswertung bezüglich der räumlichen Impulsantwort für die H- und E-Ebene durchgeführt. Die Abstufung der Messpunkte entlang der Antennenlängsachse wurde auf 10 mm festgesetzt, wobei im Bereich des erwarteten Impulszentrums der Messpunkteabstand auf 5 mm verkürzt wurde. Geringere Messabstände sind, aufgrund einer zu geringen zeitlichen Auflösung der Messdaten, unter den gegebenen Bedingungen nicht mehr sinnvoll. Die Messdaten besitzen eine Abtastperiode von 50 ps, was einer eigentlichen Längenauflösung von 15 mm entspricht. Durch eine Hüllkurveninterpolation war es dennoch hinreichend möglich, aus den Messdaten eine signifikante Varianz der winkelabhängigen Signalverzögerung auch bei einer Positionierungsvariation von lediglich 5 mm abzuleiten. In Abbildung 7.08 sind die Kernergebnisse der insgesamt in Anlage 7 vorgestellten Messdaten zusammengefasst. Die sechs Darstellungen zeigen jeweils für die H- und E-Ebene die winkelabhängigen Zeitverläufe der Impulsantworten für drei verschiedene Antennenpositionen. Die oberen Darstellungen beziehen sich auf eine Antennenposition, bei der die Apertur 20 mm hinter der Drehachse gelegen ist, während für die mittleren und unteren Abbildungen die Apertur 20 mm beziehungsweise 50 mm vor dem Drehpunkt angeordnet wurde. Für den Zeitverlauf ergibt sich daraus eine eindeutige Zuordnung der winkelabhängigen Signallaufzeit. Liegt das Impulszentrum hinter dem Drehpunkt, ergeben sich für von der Hauptstrahlungsrichtung abweichende Drehwinkel kürzere Signallaufzeiten. Resultat ist ein nach unten geöffnetes Bild der zweidimensional erfassten Impulsdigramme, wie in der oberen Darstellung von Abbildung 7.08 zu sehen ist. Im entgegengesetzten Fall, in dem das Impulszentrum vor dem Drehpunkt liegt, nimmt die Signallaufzeit synchron mit der wachsenden Entfernung bei von  $0^\circ$  abweichenden Dreh-

winkeln zu. Dieser Effekt in Form einer nach oben geöffneten Gestalt der Impulsantworten ist in der unteren Darstellung von Abbildung 7.08 klar zu erkennen. Als weiterer Unterschied der oberen und unteren Ergebnisdarstellung in Abbildung 7.08 ist die absolute Zeitverschiebung in der Hauptstrahlungsrichtung zu benennen. Wie zu erwarten, beträgt die Signallaufzeit für die am weitesten zurückgesetzte Messposition etwa 230 ps mehr als für die am weitesten vorgeschobenen Messposition, einer Weglängendifferenz von 70 mm entsprechend.

Die mittlere Darstellung in Abbildung 7.08 weist im Unterschied zu den zuvor betrachteten Ergebnissen die geringste Winkelabhängigkeit der Impulsantworten auf. Das Hauptaugenmerk liegt bei der Begutachtung der Diagramme vornehmlich auf dem Hauptkamm und der ersten Nachschwingung der Impulse (helle Farben), welche aus energetischer Sicht die höchste Signalintensität führen. Insbesondere bei der H-Ebene wird eine höchste zeitliche Konstanz selbst bei weit über den rechten Winkel hinausgehenden Betrachtungsrichtungen erreicht. Dieses Verhalten ist ein sichtbarer Beweis dafür, dass das Impulszentrum mit der Lage der Drehachse übereinstimmt und nachhaltig existiert. Ein etwas differenzierteres Bild zeigt die E-Ebene, für welche lediglich bis zu Betrachtungswinkeln von  $\pm 90^\circ$ , und auch hier nur für den Hauptpuls, ein quasi zeitkonstanter Verlauf beobachtet werden kann. Bei Betrachtungswinkeln über  $\pm 90^\circ$  wird bei allen Messungen ein zeitverzögerndes Verhalten erkennbar. Ein stärkerer Anstieg der Signallaufzeit in hohen Winkelbereichen (vgl. untere und mittlere Darstellung in Abb. 7.08) beziehungsweise das Auftreten von Wendepunkten (vgl. obere Darstellung in Abb. 7.08) belegen dies. Die Interpretation dieses Effektes führt zu einem vermuteten Zusammenhang mit den Doppelstegen [77]. Die Doppelstege in der E-Ebene stellen die primär gespeiste und stromführende Struktur einer Doppelsteghornantenne dar und dehnen sich dabei bis in die Apertur aus. Beugungseffekte von Feldern beziehungsweise Nebenmoden durch Restströme an den Aperturkanten sind somit in dieser Antennenebene weitaus wahrscheinlicher als in der H-Ebene. Eine Abweichung des Impulszentrums von der angenommenen Position entlang der Antennenlängsachse kann durch die perfekte Symmetrie der zweidimensionalen Auswertung gegenüber der Hauptstrahlungsrichtung erwartungsgemäß ausgeschlossen werden.

Bei dem abschließenden Vergleich der Ergebnisse aus der Phasenzentrums- und Impulszentrumsbetrachtung entsteht wie zu Beginn angedeutet ein geteiltes Bild. Während bei der Phasenzentrumsbetrachtung lediglich eine zuverlässige Aussage für die E-Ebene möglich war, ist bei einer Impulszentrumsbetrachtung gerade für die H-Ebene ein eindeutiges Ergebnis gelungen. Ferner konnten die Auswertungen für einen deutlich größeren, über die geometrische Hornöffnung hinausgehenden Winkelbereich vollzogen werden. Eine partielle Übereinstimmung hingegen wird bei der Lage potentieller Phasen- und Impulszentren erzielt. Aus Abbildung 7.03 wird deutlich, dass über einen Spektralbereich von 1 ... 4 GHz Phasenzentrumslagen von etwa 2 cm hinter der Antennenapertur beobachtet werden konnten. Diese Angabe stimmt mit der ermittelten Position des Impulszentrums überein, welches ebenso einem 2 cm hinter der Apertur und auf der Antennenlängsachse gelegenen Punkt zugeordnet werden konnte. Eine annähernd synchrone Überlagerung der bereits tiefer innerhalb der Antenne abgestrahlten

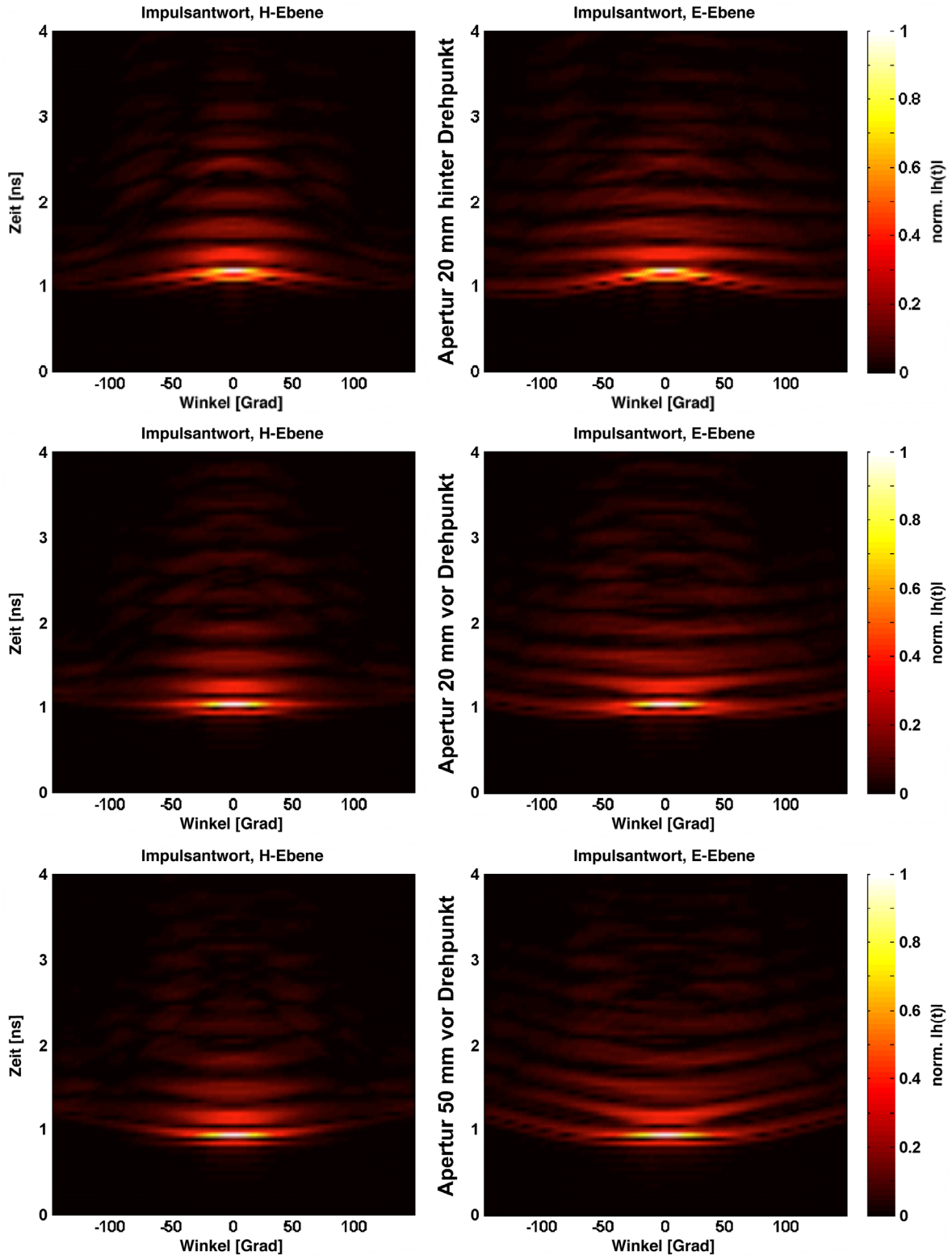


Abb. 7.08: Drehwinkelabhängiger Verlauf der Impulsantworten einer Doppelsteghornantenne für die H- und E-Ebene an verschiedenen Positionen der Testantenne relativ zum Drehzentrum. Durch einen variablen Messaufbau kann die Drehachse der Messeinheit durch die gesamte Antenne verschoben werden (vgl. Abb. 7.07). Drehwinkelabhängige Zeitverläufe der Impulsantworten sind die Folge (vgl. obere und untere Darstellungen). Fällt das Impulszentrum der Antenne mit der Drehachse zusammen (vgl. mittlere Darstellung), entfällt die Winkelabhängigkeit der Impulsantwort.

Spektralanteile mit den erst im letztgenannten Bereich abgestrahlten Signalkomponenten ist als Ursache für eine kurze Impulsantwort als auch für die Existenz eines annähernd winkelunabhängigen Impulszentrums wahrscheinlich.

Schlussfolgernd wird festgestellt, dass zunächst bei Wanderwellenantennen mit einem nahezu frequenzunabhängigen Strahlungsdiagramm die Existenz eines annähernd globalen Impulszentrums angenommen werden kann. Somit kann im Gegensatz zu globalen Phasenzentren ein globales Impulszentrum auch bei räumlich ausgedehnten Antennen lokalisiert werden. Das Vorhandensein eines frequenzunabhängigen Phasenzentrums ist in letzter Konsequenz eine hinreichende, aber wie gezeigt keine notwendige Bedingung. Änderungen in der Form der Impulsantwort bei von der Hauptstrahlungsrichtung abweichenden Winkeln bewirken erwartungsgemäß keine negativen Einflüsse auf die Messauswertung. Die Auswirkung von Nebenkeulen auf das Verhalten von Impulszentren von Wanderwellenantennen wurde bisher nicht untersucht und bleibt, neben dem Design von geeigneten Testantennen, künftigen Arbeiten vorbehalten.

Generell kommt bei der Betrachtung impulsaussendender Systeme zur Entfernungsbestimmung dem Impulszentrum einer Antenne die höhere Bedeutung zu als dem Phasenzentrum, da ein direkter Zusammenhang zwischen Signallaufzeit und Entfernungsbestimmung besteht. Als Signalquellpunkt ist daher nicht eine repräsentative Kante einer Antenne als vielmehr dessen Impulszentrumslage heranzuziehen. Dies wird etwa bei radarbasierten Oberflächenrekonstruktionen deutlich, bei denen eine zur Abtastung notwendige synthetische Apertur durch ortsveränderliche Antennen realisiert wird (vgl. Kapitel 8.1, Abbildung 8.05 und 8.06). So können durch die Kenntnis des Bewegungspfad der Antennen und deren Impulszentrum positionierungsbedingte Messabweichungen ausgeglichen werden.



# Messungen und Ergebnisse des Gesamtsystems 8

## 8.1 Ergebnisse dielektrischer Bildgebung

Nach ausführlichen Beschreibungen und Charakterisierungen verschiedener Antennenentwürfe werden in diesem Kapitel anwendungsorientierte Messergebnisse des Gesamtsystems vorgestellt. Bevor jedoch der Schwerpunkt auf biomedizinische Aspekte gelegt wird, soll zunächst ein Konzeptvergleich angestellt werden. Die in Kapitel 3.1 dokumentierten Abwägungen über die Eigenschaften von Fern- und Kontaktdetektion sollen anhand von Messergebnissen im Frequenz- und Zeitbereich untermauert werden. In Analogie zu der bereits analytisch ermittelten Aussage wird sich zeigen, dass die Kontaktdetektion auch in praktischen Grundlagenversuchen einen deutlichen Vorteil bezüglich der Systemdynamik aufweist und somit als bevorzugtes Verfahren zum Einsatz kommen sollte. Der Wirkmechanismus beider Konzepte wird mit zwei jeweils bistatischen Antennenarrangements untersucht, welche über einem großflächigen Phantom der Größe 40 cm x 50 cm x 10 cm positioniert wurden. Das Phantom besteht aus einer in Kapitel 3.2 beschriebenen Gelatinekomposition und besitzt im Mittel dielektrische Eigenschaften von  $\epsilon_r = 52 - j15$ . Der rechnerische Signalverlust innerhalb dieses Materials ist für verschiedene Frequenzen in Abbildung 3.03 abgetragen. Trotz der teils starken Dämpfungswerte zeigte sich das Phantom als gut geeignet, die jeweilige Dynamik beider Messkonzepte zu bestimmen.

Der erwartete positive Effekt eines Koppelmediums in Verbindung mit der Kontaktdetektion wurde sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich beobachtet. Dazu wurde für die Fern-detektion ein konventionelles Doppelsteghornpaar *DRH-90*, bestehend aus einer Send- und Empfangsantenne, 38 cm über dem Phantom positioniert, während für die Kontaktdetektion zwei acetongefüllte Modelle direkt auf dem Phantom aufgesetzt wurden. Lediglich eine dünne Polyethylenfolie trennte das die Antenne umschließende Koppelmedium (Aceton) von dem Phantom. In Abbildung 8.01 sind beide Experimentalaufbauten abgebildet: In der linken Darstellung die Fern- und in der Mitte die Kontaktdetektion. Für die jeweiligen Messungen wurde ein metallischer Reflektor (nicht im Bild), in der Größe der Phantomoberfläche entsprechend, an unterschiedlichen Positionen in horizontaler Lage in den Aufbau integriert (Abbildung 8.01 rechts): Unter dem Phantom ( $x = -10$  cm), in dessen Mitte ( $x = -5$  cm) und obenauf ( $x = 0$  cm). Die letztgenannte Position wurde gewählt, um die maximal auftretenden Signalreflexionen an der Phantomoberfläche zu quantifizieren. Der blau gepunktete Graph im oberen Teil von Abbildung 8.02 repräsentiert die Differenz der Signale, wenn der Reflektor auf der Phantomoberseite aufliegt beziehungsweise sobald dieser entfernt ist. Der mittlere Signalkontrast zwischen beiden ermittelten Kurven beträgt etwa 3 dB, ohne bei zusätzlich in  $x = -5$  cm oder  $x = -10$  cm eingeschobenen Reflektoren

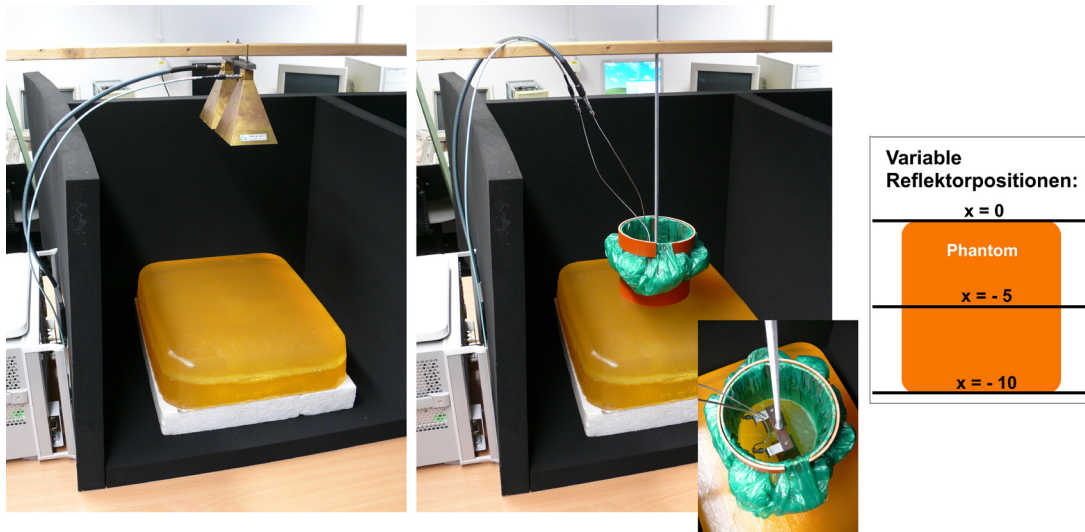


Abb. 8.01: Messaufbau für Dynamikbereich- und Sensitivitätsstudien der Ferndetektion (links) und der Kontaktdetektion (mittig). Die Kontaktdetektion verfügt über ein flüssiges Koppelmedium (Bildausschnitt). Experimentelle Reflektorpositionen sind im rechten Abbildungsteil angedeutet.

weitere Veränderungen zu erfahren. Dieses Ergebnis korrespondiert gut mit den in Kapitel 3.1 berechneten Reflexionskoeffizienten. Ferner wurden lediglich geringe Signalunterschiede von etwa 1 dB gemessen, wenn die Reflektorpositionen von  $x = -5$  cm und  $x = -10$  cm innerhalb des Phantoms verglichen wurden. Der rote Graph im oberen Teil von Abbildung 8.02 macht dies kenntlich.

Die beschriebene Situation änderte sich stark bei der Verwendung der Kontaktdetektion. Ein Signalverhältnis von bis zu 25 dB wurde erreicht und kann anhand des unteren Teils von Abbildung 8.02 abgelesen werden, sobald der Reflektor von der Unterseite in die Mitte des Phantoms verlagert wurde. Dieses Ergebnis entspricht einem Dynamikgewinn von 23 dB gegenüber der Ferndetektion. Hierbei wird allerdings der Beitrag der verringerten Reflexionsstellen, basierend auf den Berechnungen aus Kapitel 3.1, um etwa 10 dB überschritten. Dieser zusätzliche Dynamikgewinn resultiert teilweise aus der gemeinsamen geometrischen und dielektrischen Fokussierung der Signalenergie auf das Ziel und wird durch die größere Nähe der aufgesetzten Antennen bedingt. Wesentlicher ist eine deutliche Reduktion des Übersprechens der Antennen in Gegenwart des Koppelmediums, sofern die Antennen direkt auf das Phantom aufgesetzt sind. Der letztere Effekt reduziert den absoluten Signalpegel um 45 dB, womit eine deutlich erhöhte Sensitivität gegenüber kleinen Signalen aus größerer Tiefe erreicht werden kann. In Abbildung 8.04 wird dieser Effekt grafisch veranschaulicht.

Der zweite Datensatz wurde in Verbindung mit einem bistatischen M-Sequenzradar aufgenommen, ohne die vorhandene Messanordnung weiter zu verändern. In Übereinstimmung mit den Erwartungen war es rein optisch nicht möglich, die Position des Reflektors in der Mitte oder auf der Unterseite des Phantoms aus den Signalen der Ferndetektion zu erkennen. Während eine detaillierte Signalverarbeitung womöglich eine Detektion noch ermöglicht hätte, war es mit der Kontaktdetektion wesentlich einfacher, die Signale klar zu

Abb. 8.02:

Signaldynamikmessungen einer Ferndetektion (oben) und einer Kontaktdetektion (unten, vgl. Abb. 8.01). Der Zielreflektor wurde unter dem Phantom ( $x = -10$  cm), in dessen Mitte ( $x = -5$  cm) und obenauf ( $x = 0$  cm) platziert. Die Kurven repräsentieren die Leistungsdifferenzen der angegebenen Reflektorpositionen. Der maßgebende Frequenzbereich liegt unterhalb von 2 GHz (vgl. Abb. 3.03).

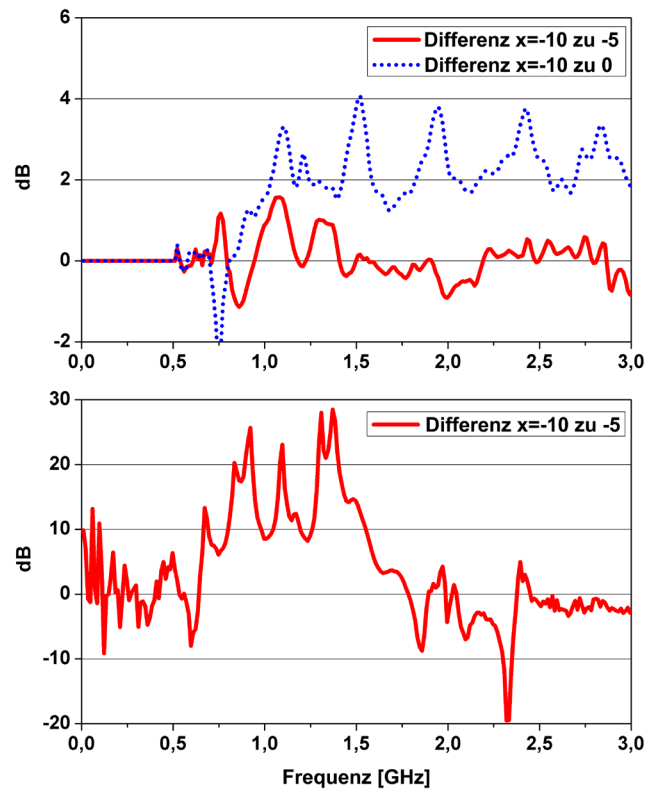
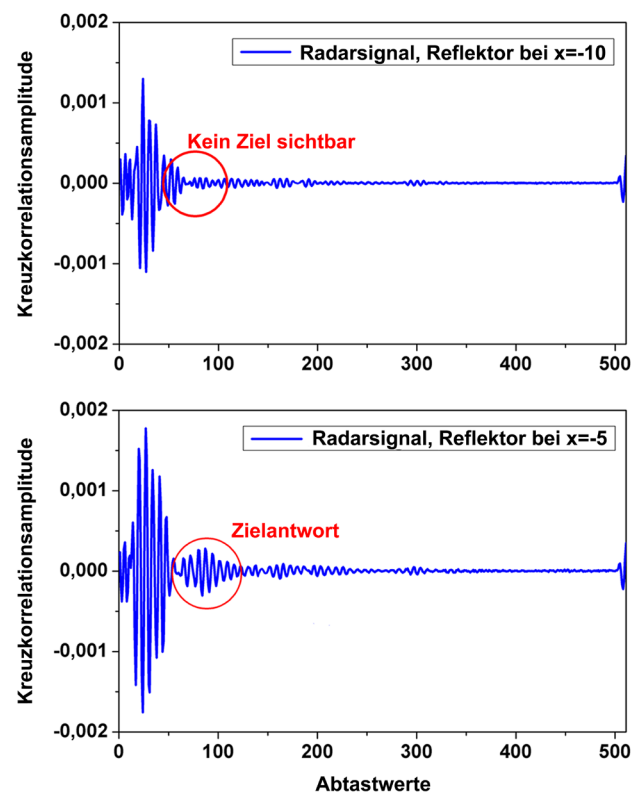


Abb. 8.03:

Aus Zeitbereichsmessungen ermittelte Kreuzkorrelationsfunktionen einer Kontaktdetektion mit Aceton als Koppelmedium (vgl. Abb. 8.01) unter Nutzung eines M-Sequenzradars. Der Reflektor wurde unter dem Phantom ( $x = -10$  cm) und in dessen Mitte ( $x = -5$  cm) platziert. Messzyklus: 511 Abtastwerte in 56 ns (vgl. Kap. 2.2).



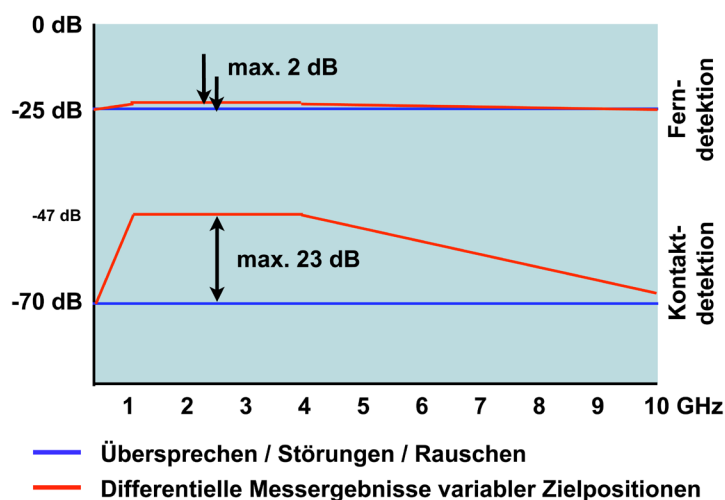


Abb. 8.04:  
Schematische Darstellung der Reduktion des Übersprechens und der damit verbundenen Dynamiksteigerung im Vergleich zwischen Fern- und Kontaktdetektion auf Basis von Messungen (vgl. Abb. 8.02).

identifizieren, ohne die RAW-Daten des Korrelationsempfängers aufwändig auswerten zu müssen. Durch die hohe Signaldämpfung im Phantom war ein Erkennen des Reflektors auf der Phantomunterseite aus dem Kurvenverlauf im oberen Teil von Abbildung 8.03 dennoch kaum möglich, während bei einer Positionierung in der Mitte eine klar erkennbares Signal beobachtet werden konnte. Das Ergebnis wird im unteren Teil von Abbildung 8.03 gezeigt. Die Ergebnisse der Frequenzbereichsmessung konnten somit ebenso bestätigt werden wie anfängliche analytische Betrachtungen.

Obwohl sich ein Systemvorteil der Kontaktdetektion gegenüber der Ferndetektion erkennen lässt, birgt letzterer Ansatz deutliche Vorteile in Bezug auf die Systemkomplexität, wie bereits in den Kapiteln 2.3 und 2.4 dargelegt wurde. In der Konsequenz sind erste praxisnahe Analysen mit diesem Verfahren durchgeführt worden, bei denen die Doppelsteghornantenne *DRH-90* (vgl. Kapitel 5.1) verwendet wurde. Prinzipbedingt ist bei der Ferndetektion zunächst eine Oberflächenrekonstruktion der Zielumgebung nötig, um an entsprechenden Grenzschichten unerwünscht entstandene Signalreflexionen aus den Messdaten eliminieren zu können [74,82,83]. Ohne eine solche Maßnahme wären, bedingt durch hohe Unterschiede der Signalamplituden, keine Betrachtungen des Inneren der Zielumgebung möglich. Die Oberflächenreflexionen würden die eigentliche Zielinformation maskieren. Aus dieser Erkenntnis heraus entstand ein experimentelles Szenario zur Oberflächenrekonstruktion des weiblichen Oberkörpers durch die Projektpartner des Fachgebietes Elektronische Messtechnik der TU Ilmenau, zu dessen Zweck zunächst eine Kleiderpuppe, mit einem realitätsnahen Phantommaterial gefüllt (vgl. Kapitel 3.2), verwendet wurde. Zur dreidimensionalen Abtastung wurde ein polares Bezugskoordinatensystem gewählt, bei dem die Puppe, auf einer Dreheinheit montiert, den ersten Freiheitsgrad mit einer horizontalen Drehung eigenständig durchlaufen konnte. Ein bistatisch arbeitendes Antennenpaar war dabei in vertikaler Richtung beweglich und umlief die Kleiderpuppe auf einer konstanten, einen Halbkreis umfassenden Umlaufbahn. Der Versuchsaufbau geht aus Abbildung 8.05 hervor. Das Torsophantom wurde in der Folge scheibenweise abgetastet und eine Wellenfrontdetektion anhand des *SEABED*-Algorithmus durchgeführt, der die Grundlage für eine realistische Rekonstruktion des Oberkörpers lieferte.

Abb. 8.05:

Messaufbau einer Ferndetektion als Fotomontage zur Verdeutlichung des Funktionsprinzips. Ein Oberkörperphantom befindet sich auf einer horizontalen Dreheinheit, während eine Antennenanordnung das Phantom auf einer vertikalen Kreisbahn umläuft. Foto mit freundlicher Genehmigung der *Querdenker Ltd.*, Ilmenau.

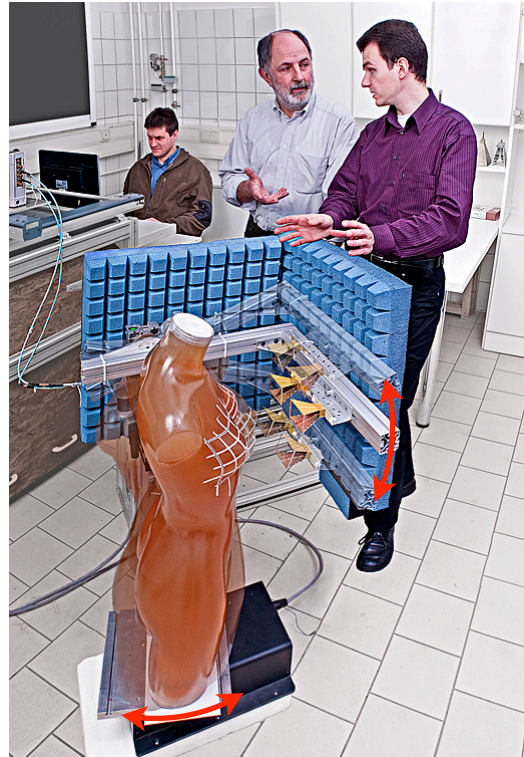


Abb. 8.06:

Ergebnis einer nach Abb. 8.05 durchgeführten Radarabtastung eines Oberkörperphantoms mittels eines M-Sequenzradarssystems. Hervorgehoben: Antenne mit exemplarischen Strahlengängen zur Erklärung entstandener Schattenstellen ohne Abtastpunkte durch ungünstige Reflexionswinkel. Grafik aus [74].

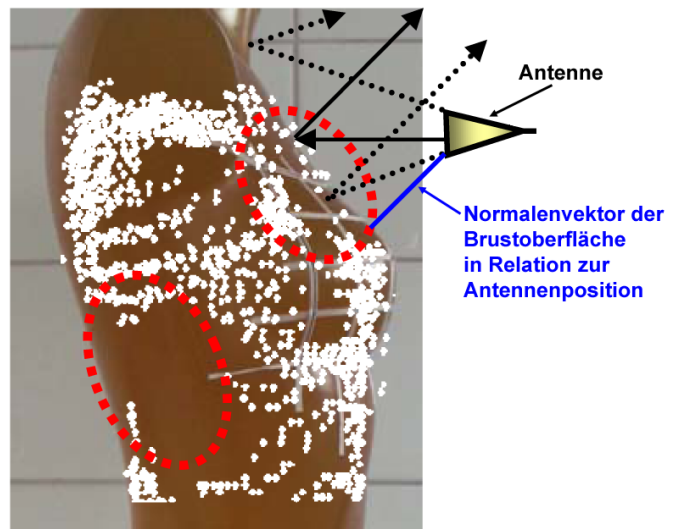


Abbildung 8.06 präsentiert eine auf diese Weise entstandene Punktekarte der Brust, die auf Basis von 7383 Messpunkten entstanden ist [74,82,83]. Wenngleich einige Oberflächenregionen nur geringfügig abgetastet wurden, was auf eine starke Streuung der reflektierten Signale gerade bei stark konvex oder konkav geformten Regionen zurückzuführen ist, so ist generell eine zuverlässige Vorhersage der eigentlichen Oberflächengeometrie möglich. Die Qualität der radarbasierten Analyse wird durch einen Vergleich mit einer

optischen Referenzmessung deutlich, bei dem die mittlere Abweichung der Radaranalyse zu 2,8 mm bestimmt werden konnte [74,82,83].

In Vorbereitung einer künftigen Erprobung der Kontaktdetektion unter Laborbedingungen wurde von den Projektpartnern der Universitätsklinik Jena die Wirkung einer Kontrastmittelapplikation untersucht, um eine Tumordetektion zu unterstützen. Biologisch sollte der Effekt einer höheren Flüssigkeitskonzentration im malignen Gewebe dazu genutzt werden, um nach Zuführung eines Kontrastmittels eine zeitvariante Anreicherung im Gewebe beobachten zu können. Basierend auf dem Umstand, dass besonders zeitliche Änderungen eines Untersuchungsobjektes mit der vorliegenden Radartechnologie hervorragend auch räumlich aufgelöst werden können, sollte diese Maßnahme zur verbesserten Tumordarstellung zunächst auf Systemebene verifiziert werden. Für diesen Versuch wurde ein Brustphantom mit einem dünnen, flüssigkeitsdurchflossenen Schlauch versehen, der etwa 5 cm unter der Oberfläche verborgen lag. Durch diesen Schlauch wurde mittels einer Infusionspumpe ein konstanter Durchfluss von Ethanol realisiert. Über ein Dreiwegeventil konnte die Injektion eines Kontrastmittels simuliert werden. Für die Signalanalyse wurde eine bidirektionale M-Sequenzradar-Anordnung verwendet, wobei dielektrisch angepasste und miniaturisierte Doppelsteghornantennen auf Öl-Gelatine-Basis (vgl. Kapitel 5.2) direkt auf die Phantomoberfläche aufgesetzt wurden. Die Messauswertung unterschiedlicher applizierter Kontrastmittel (Ethanol-Wasser-Gemische) ergab, dass selbst Konzentrationsdifferenzen im Zirkulationskreislauf von unter 3 % zeitlich in An- und Abreicherungsphase aufgelöst werden konnten. Während damit eine ausgesprochen hohe Sensitivität des Gesamtsystems bewiesen werden konnte, müssen für realistische Anwendungen humanmedizinisch compatible Kontrastmittel gefunden werden, die auch in klinischen Untersuchungen einen entsprechenden Effekt erwarten lassen können.



## 8.2 Ergebnisse von Navigatortechniken in MR-Anwendungen

In Kapitel 6 sind ausführlich Antennen beschrieben worden, die für den Einsatz unter Hochfeldbedingungen in einem Magnetresonanztomografen optimiert wurden. In diesem Kapitel werden nun vorrangig Messergebnisse präsentiert, die unter Einbeziehung des Komplettsystems aus Radargerät, MR-kompatible Antennen und MR-Scanner, entstanden sind. Das Spektrum reicht hierbei von der Bestimmung von Systemparametern bis hin zu ersten diagnostischen Messungen, die unter Einbeziehung von Probanden erfolgreich durchgeführt werden konnten.

Zu Beginn sollen die Einflüsse des MR-Scanners auf das Radarsystem beschrieben werden, wobei vorrangig Störpegelmessungen, verursacht durch Gradienten- und HF-Impulse (vgl. Kapitel 3.3), diskutiert werden. Für diese Untersuchungen wurde ein MR-kompatibles Doppelsteghorn im Inneren eines 3-Tesla-MR-Scanners montiert, um anschließend verschiedene Scansequenzen zu durchlaufen. Die elektrische Messung von Spannungen, die durch das HF-System des Scanners im Antennenfußpunkt angeregt wurden, ergab eine Spitzen-Spitzen-Spannung von 20 mV bei einer HF-Leistung von 156 W, wie aus Abbildung 8.07 ersichtlich wird [73]. Dieser Pegel, der ein ähnliches Niveau wie bei früheren Antennenentwicklungen mit deutlich schlechteren Strahlungseigenschaften erreicht, kann gefahrlos an der Eingangsstufe des Radarsystems toleriert werden. Darüber hinaus können aus Abbildung 8.07, neben dem HF-Signal des Scanners mit einer Wiederholrate von 22 Hz, auch die geschalteten Gradientenfelder mit einer Periode von 148 Hz abgelesen werden, wobei die Felder im Höchstfall eine Spannung von 2 mV am Fußpunkt der Antenne erzeugten. Beide Signale sind zu der verwendeten M-Sequenz unkorreliert, wodurch störende Einflüsse auf die Signalverarbeitung verhindert werden. Bei frühen Entwicklungen MR-kompatibler Antennen (vgl. Kapitel 6.1) konnten zudem die erste und die zweite Oberwelle des HF-Impulses des MR-Scanners im empfangenen Amplitudenspektrum nachgewiesen werden. Durch verbesserte Antenneneigenschaften des aktuellen Entwurfes konnte die Sperrdämpfung der Antenne unterhalb der unteren Grenzfrequenz auf etwa 40 dB pro Dekade gesteigert werden, was eine ausreichende Unterdrückung unerwünschter Spektralanteile unterhalb der Betriebsfrequenz ermöglicht. Die Ergebnisse werden aus Abbildung 8.08 ersichtlich.

Erste Radarmessungen innerhalb des MR-Scanners wurden bereits mit frühen Antennenentwürfen bei der PTB in Berlin durchgeführt. Da sich die Ergebnisse mit den aktuellen Antennen deutlich verbessert haben, konnten in fortgeschrittenen Untersuchungen die Amplitudenspektren und die Zeitantworten von Atmung und Herzschlag einer Testperson aufgezeichnet und analysiert werden. Die Datenaufzeichnung und -auswertung erfolgte dabei durch die Projektpartner der PTB in Berlin. Obwohl derartige Messungen prinzipiell nicht der Gegenwart des MR-Scanners bedurft hätten, boten diese dennoch essentielle Informationen für eine UWB-gestützte MR-Bildgebung. Ein Paar MR-kompatibler DRH-Antennen (vgl. Kapitel 6.2) wurde für diesen Test direkt über dem Thorax eines Probanden mit ca. 20 cm Abstand platziert, wie in Abbildung 8.09 zu erkennen ist. Der Vergleich zeigt die deutliche Verbesserung der Signalamplitude und der spektralen Reinheit der Messergebnisse auf der Basis der optimierten Impulsantwort der aktuellen Antenne. Dadurch wurde es möglich, grundlegende physiologische Informationen aus den

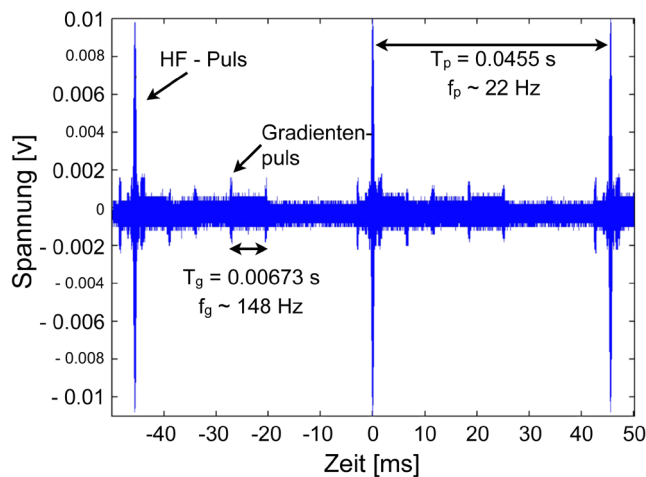


Abb. 8.07:  
Zeitabhängige Induktionsspannung am Fußpunkt einer MR-kompatiblen DRH-Antenne im Inneren eines MR-Scanners während einer Testsequenz. Spitzenleistung des HF-Systems: 156 W bei 125,3 MHz.

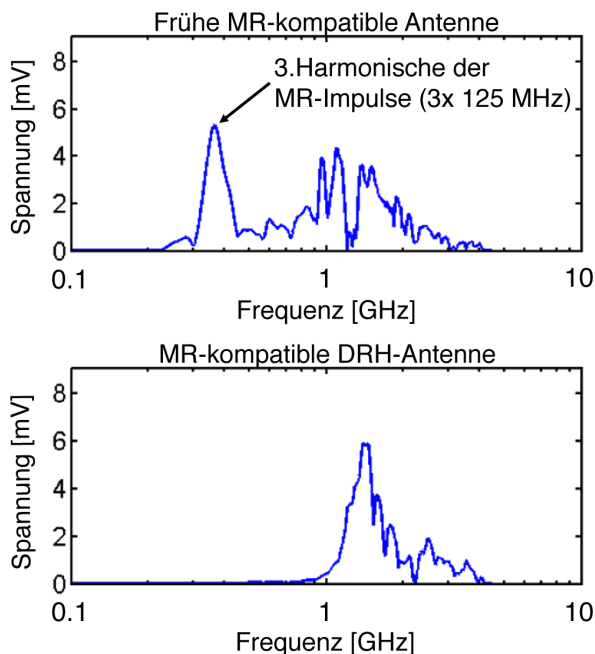


Abb. 8.08:  
Amplitudenspektren zweier Radarsignale, aufgenommen mit einer frühen MR-kompatiblen Antenne (oben) und der optimierten MR-kompatiblen DRH-Antenne (unten), jeweils im Inneren eines 3-Tesla-MR-Scanners während einer Testsequenz. Die dritte Harmonische des HF-Systems des Scanners, eingekoppelt in die frühe Antenne bei einer Sendeleistung von 7,6 W, konnte durch die Verbesserungen mit der MR-kompatiblen DRH-Antenne unterdrückt werden.

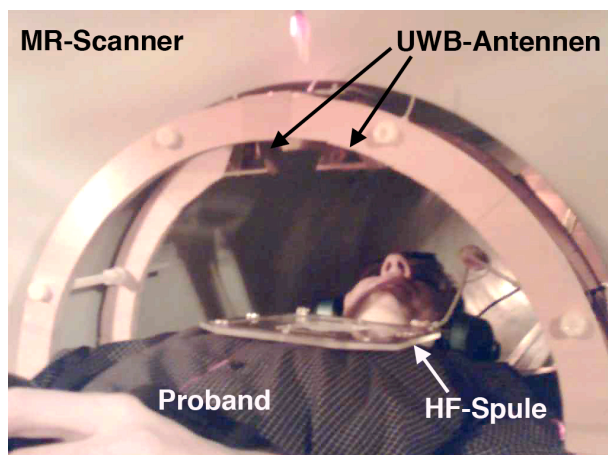


Abb. 8.09:  
Messaufbau für simultane Messungen eines UWB-Radars und eines MR-Scanners. Das Bild zeigt einen Probanden an der Scanneröffnung, ausgerüstet mit einer kleinen Brustspule für das HF-System des Scanners und einem Paar MR-kompatibler DRH-Antennen, angeordnet über dem Thorax.



Abb. 8.10:

Atemsignal eines Probanden, aufgenommen mit einem UWB-Radar und MR-kompatiblen DRH-Antennen im Inneren eines 3-Tesla-MR-Scanners. Oberes Bild: Bandpassgefiltertes Amplitudenspektrum. Unteres Bild: Zeitsignal mit Kennzeichnung der Ein- und Ausatemphasen.

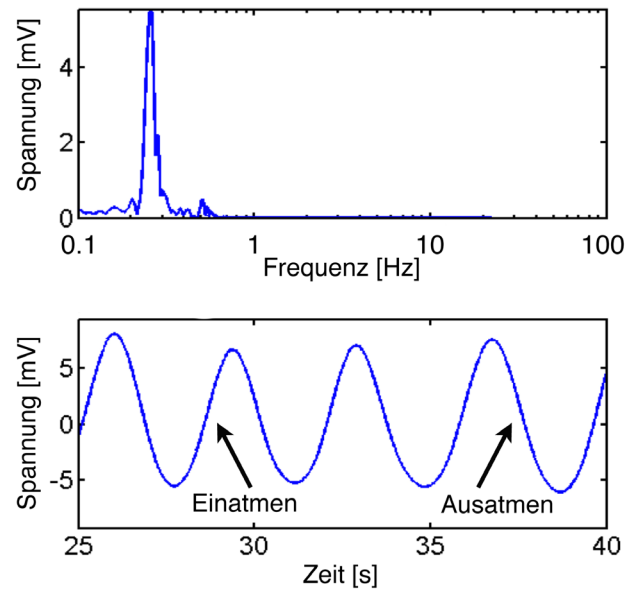
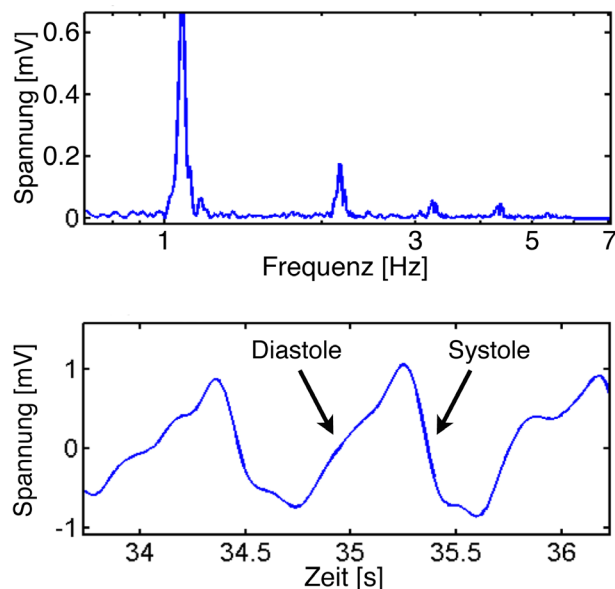


Abb. 8.11:

Herzsignal eines Probanden, aufgenommen mit einem UWB-Radar und MR-kompatiblen DRH-Antennen im Inneren eines 3-Tesla-MR-Scanners. Oberes Bild: Bandpassgefiltertes Amplitudenspektrum. Unteres Bild: Zeitsignal mit Kennzeichnung der Herzkontraktion und -relaxation.



aufgezeichneten zeitvarianten Radarsignalen zu entnehmen [73]. Abbildung 8.10 zeigt ein bandpassgefiltertes Atemsignal im Zeit- und Frequenzbereich mit einer klaren Differenzierung zwischen Ein- und Ausatemphase. Die Signifikanz der Pause nach dem Ausatmen wurde als Unterscheidungskriterium herangezogen und schließlich die Atemfrequenz zu 0,26 Hz bestimmt. Die Atemsignatur konnte mit einer komfortablen Signalamplitude gemessen werden, was auf die Oberflächenreflexion des Radarsignals auf der bewegten Brust zurückzuführen ist. Dementgegen musste die Herzschlagsignatur von Geschehnissen tief im Inneren des Körpers abgeleitet werden. Deutlich reduzierte Signalamplituden waren die Folge. Ursachen sind zum einen die Ausbreitungsdämpfung innerhalb des Körpers und andererseits Verluste durch Reflexionen an der dielektrischen Schnittstelle zwischen Luft und dem Körper. Mit dem aktuellen Antennenentwurf war man nun in der

Lage, kardiale Ereignisse einer Testperson zu rekonstruieren, wie in Abbildung 8.11 zu erkennen ist. Eine Bandpassfilterung des Radarsignals ermöglicht die Unterscheidung verschiedener Herzzyklen, in Bezug auf unterschiedliche Beiträge von linkem und rechtem Ventrikel, zu systolischen oder diastolischen Phasen. Die Physiologie des Herzens impliziert kürzere und pulsunabhängige Phasen der Systole mit einer Dauer von ca. 300 ms im Gegensatz zur Diastole, der Entspannungs- und Wiederbefüllungsphase der Ventrikel [75]. In Abbildung 8.11 können beide Phasen durch eine langsamere steigende Flanke, der Diastole, und einer schnelleren fallenden Flanke, der Systole, unterschieden werden [72,73]. Letztendlich wurde der Puls zu  $66 \text{ min}^{-1}$  bestimmt. Für die Zukunft wird eine Umrechnung der Spannungsamplitude in eine Bewegungsamplitude angestrebt.

Nach diesen Ergebnissen wurde durch die Projektpartner der PTB in Berlin eine Korrelationsuntersuchung zwischen hochauflösendem EKG und den rekonstruierten Bewegungssignalen des Herzens mittels einer UWB-Messung durchgeführt, bei der ein Sende-Empfangs-Antennenpaar senkrecht über dem Sternum positioniert wurde [84]. Um sicherzustellen, dass lediglich Signalreflexionen direkt an der Herzoberfläche zur Signalanalyse herangezogen werden, sind Reflexionssignale von der Hautoberfläche im Voraus detektiert und aus dem gemessenen Zeitsignal ausgefiltert worden. Sowohl von dem EKG-Signal als auch von dem rekonstruierten UWB-Signal wurde ein Datencluster von etwa 40 s aufgezeichnet und in den jeweiligen Darstellungen von Abbildung 8.12 übereinander dargestellt. Bei der Begutachtung beider Signalverläufe lassen sich deutliche zeitliche Verschiebungen zwischen elektrischem Impuls der EKG-Messung und der Bewegungsantwort der UWB-Messung feststellen [84-86]. Dieser Umstand ist jedoch bekannt und lässt sich auch durch Ultraschalluntersuchungen nachweisen. Die Tatsache, dass eine kardiale Aktivität nicht allein durch eine elektrische Anregung, sondern auch durch andere metabolische Faktoren (Hormonspiegel, Sauerstoffsättigung, etc.) beeinflusst wird, lässt sich demzufolge auch zuverlässig mit einer UWB-Radaruntersuchung nachweisen. Zudem ist erwähnenswert, dass lokale Varianzen innerhalb des QT-Intervalls der EKG-Aufzeichnung in den gemessenen UWB-Signaturen gleichfalls wiederzufinden sind. Der Datenvergleich in Abbildung 8.12 lässt dies erkennen [84].

In weiterführenden Betrachtungen wurde von den Kollegen untersucht, ob unterschiedliche Positionen der Sensoranordnung die Bewegungen unterschiedlicher Regionen des Herzens gezielt aufzulösen vermögen [84]. Für diese Versuche wurde ein Sende-Empfangs-Antennenpaar an vier Positionen quer zum Sternum angeordnet, um in der Folge Messsequenzen von jedem einzelnen Messpunkt aufzuzeichnen und auszuwerten, siehe Abbildung 8.13. Dabei wird durch die Kontraktion der Herzmuskel der Radarquerschnitt um etwa 25 % reduziert und eine dementsprechend nachweisbare Radarsignatur erzeugt. Insbesondere bei den Extremfällen der Antennenpositionen *P1* und *P4* lassen sich verschiedene funktionelle Einheiten des Herzens unterscheiden. Speziell die Kontraktion des rechten und linken Vorhofs, siehe in Abbildung 8.14 *A* und *A\**, die Kontraktion des rechten und linken Ventrikels, siehe Abbildung 8.14 (*B/B\**), und die Füllung des rechten beziehungsweise linken Ventrikels, siehe Abbildung 8.14 (*C/C\**), können deutlich erkennbar unterschieden werden [84]. Die zeitliche Abfolge der verschiedenen Herzzyklen entspricht einer Reihenfolge gemäß Tabelle 8.01. Demnach ist der Zeitverlauf der gemessenen Radarsignatur mit erwarteten physiologischen Abläufen synchron, womit der Beweis

Abb. 8.12:

Vergleich überlagerter Zeitverläufe, aufgenommen bei maximaler Einatmung mit einem EKG-System (oben) und einem UWB-Radar und MR-kompatibler Antennen (unten). Der Mittelwert ist in beiden Darstellungen durch eine breite Linie gekennzeichnet. Die mechanische Varianz (Herzbewegung) ist im UWB-Signal enthalten. Die signifikante Varianz der T-Welle in der EKG-Aufzeichnung ist durch eine metabolische Reaktion infolge des Atemhaltens verursacht. Vertikale, gestrichelte Linien stellen den Bezug zwischen der elektrischen Anregung und der mechanischen Reaktion des Herzmuskels dar. Grafik aus [84].

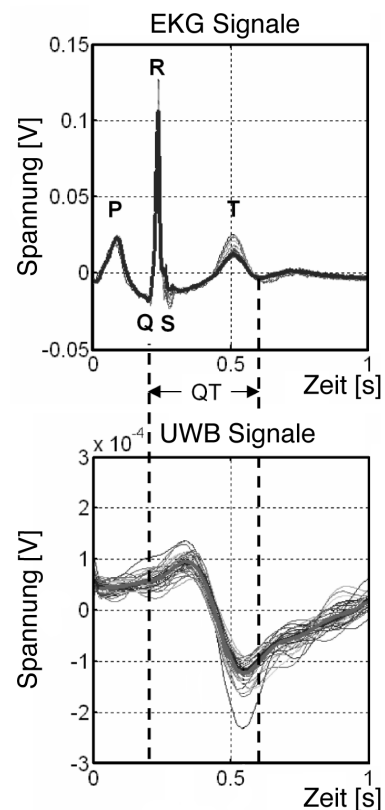
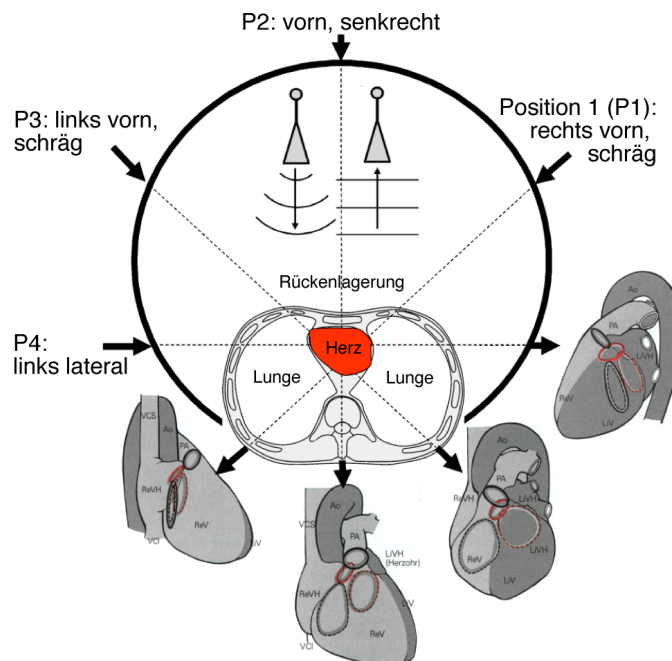


Abb. 8.13:

Radiografische Standardpositionen (P1 ... 4) und zugehörige Teile der vom UWB-Signal hauptsächlich beleuchteten kardialen Oberfläche. Blickrichtung von Kopf nach Fuß, Schnitt in Höhe des achten Brustwirbels. Grafik aus [84].



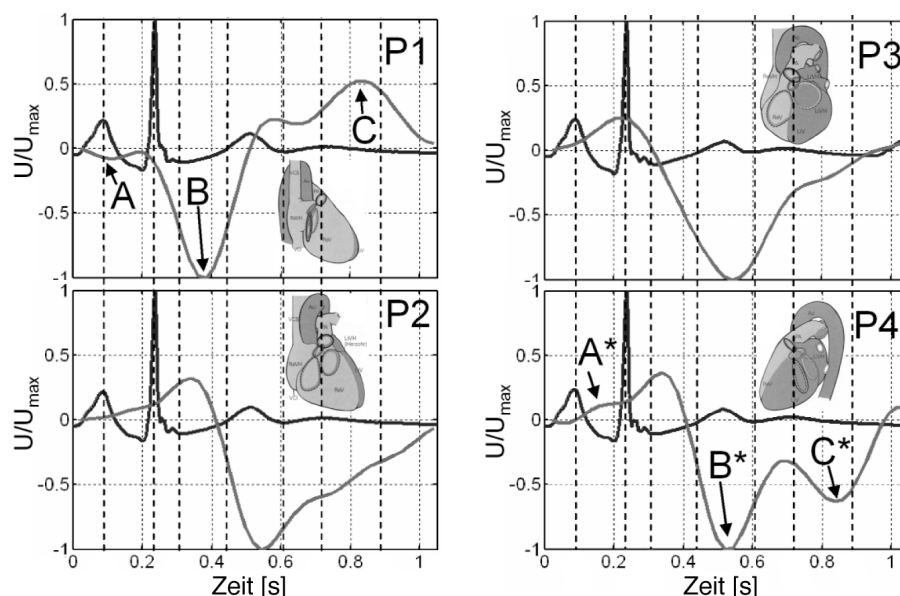


Abb. 8.14: Vergleich der normalisierten Zeitverläufe von EKG- (schwarz) und UWB-Radar-Messungen (grau) mit MR-kompatiblen Antennen an den Positionen P1 ... 4 (vgl. Abb. 8.13), jeweils bei maximaler Einatmung. A/A\*: Kontraktion des rechten/linken Vorhofes. B/B\*: Kontraktion rechter/linker Ventrikel. C/C\*: Füllung des rechten/linken Ventrikels. Anatomische Piktogramme zur Verdeutlichung der Blickrichtung (vgl. Abb. 8.13) [84].

Tabelle 8.01

Zyklus	Effekt	Benennung in Abb. 8.14
I	Kontraktion rechter Vorhof	A
II	Kontraktion linker Vorhof	A*
III	Kontraktion rechter Ventrikel	B
IV	Kontraktion linker Ventrikel	B*
V	Füllung der Ventrikel	C / C*

Vereinfachte Abfolge der Herzzyklen [84].

erbracht werden konnte, dass UWB-Radar in der Lage ist, die MR-Bildgebung in verschiedenen Herzphasen zu steuern.

Die hohe erzielte Sensitivität bei kardialen Untersuchungen motivierte zu zusätzlichen Betrachtungen von Mikrobewegungen, wie sie etwa im Bereich des Schädels eines Probanden auftreten. Ähnlich der Motivation kardialer Untersuchungen erfordern hochauflösende Gehirnschans eine Kompensation von Bewegungsartefakten [26,86]. Optische Verfahren scheitern meist bereits an den Haaren des Patienten. Eine alternative Möglichkeit besteht daher im Einsatz von UWB-Radar, welches zuverlässig auch kleinste Bewegungen von der Kopfoberfläche erfassen kann. Zur Demonstration wurde ein Sende-Empfangs-Antennenpaar senkrecht zum Scheitel positioniert, um störende Effekte größerer Blutgefäße im Bereich des Halses oder der Schläfe ausschließen zu können. Zu Beginn der

Untersuchung wurde das System mit vier etwa 1 mm starken Kopfbewegungen kalibriert, um die Kopfoberfläche exakt bestimmen zu können, siehe Inlay in Abbildung 8.15. In der Folge konnten sämtliche unwillkürlichen Kopfbewegungen bis unter einem zehntel Millimeter aufgelöst werden, aus denen Atem- und Pulssignaturen, aber auch das Einnicken des Probanden erkennbar gemacht werden konnten [26]. Die Abbildungen 8.15 und 8.16 sollen dies veranschaulichen. Zusammenfassend betrachtet ist das Gesamtsystem in der Lage, Bewegungen im Submillimeterbereich abzubilden.

An diese Arbeiten anknüpfende Bemühungen an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt werden schließlich die Grundidee konsequent umsetzen, Bewegungsartefakte, jenseits bisheriger Versuchsstadien, in klinisch kompatiblen Systemkombinationen aus MR-Scans zu entfernen.

Abb. 8.15:

Bewegungsaufzeichnung einer 350 s langen Beobachtung des Kopfes (Scheitelsbereich) eines Probanden mittels UWB-Radar und MR-kompatiblen Antennen. Zur Detektion der Kopfoberfläche erfolgen zu Beginn vier Nickbewegungen ( $\sim 1$  mm Amplitude, vergrößerter Bildausschnitt). Ebenso sind Einschlafereignisse hervorgehoben. Grafik aus [26].

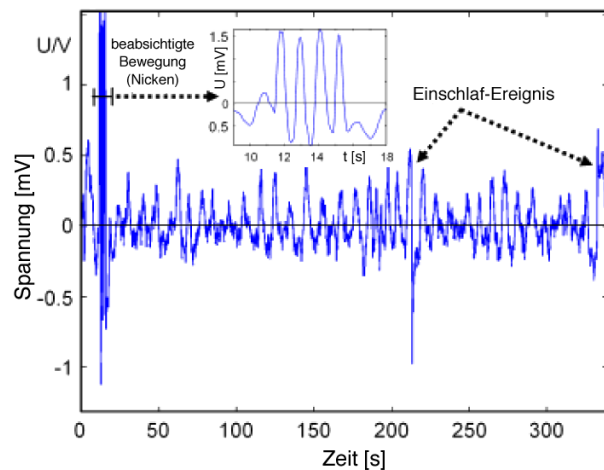
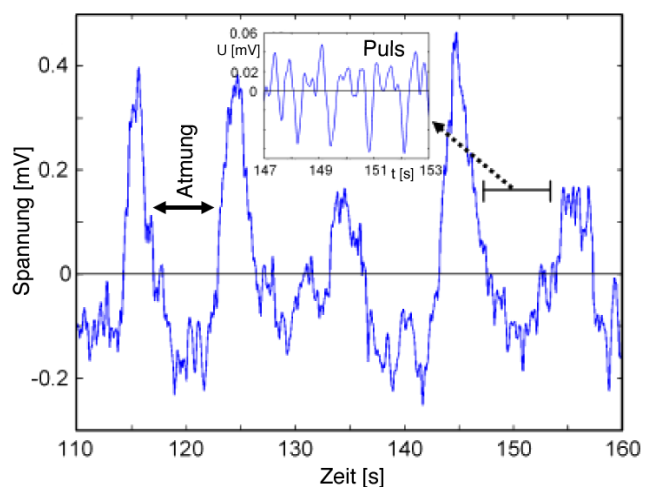


Abb. 8.16:

Ausgewähltes Zeitintervall aus Abb. 8.15 zur Detailauswertung: Große Signalamplituden sind auf die Atmung des Probanden zurückzuführen, der Bildausschnitt zeigt eine weitere Vergrößerung des Signalverlaufs mit Informationen des Pulses (Bewegungsamplitude  $< 0,1$  mm). Grafik aus [26].





# Zusammenfassung und Ausblick 9

## 9.1 Zusammenfassung

In den voranstehenden Kapiteln wurde die Entwicklung von Ultrabreitbandantennen für verschiedene biomedizinische Anwendungen beschrieben. Bestimmt durch die thematische Ausrichtung des DFG-Forschungsprojektes *ultraMEDIS* ergab sich eine zweiteilige Arbeitsausrichtung, bei der zum einen die Thematik der Brustkrebsdetektion und zum anderen UWB-basierte Navigatortechniken für MR-Anwendungen adressiert werden mussten. Beide Arbeitsbereiche erforderten durch ihre spezifischen Anforderungen getrennte Lösungsstrategien. Als Grundlage für die Entwicklung einer mikrowellenbasierten Brustkrebsdetektion wurden Forschungen internationaler Gruppen ausgewertet, wobei im Rahmen dieser Arbeit der Schwerpunkt im Bereich der Antennen lag. Mit UWB-basierten Navigatortechniken für MR-Anwendungen wurde ein innovativer Ansatz vorgestellt, um Bewegungsartefakte während einer MR-Diagnostik erkennen und minimieren zu können. Zur Formulierung von notwendigen Antenneneigenschaften für beide Anwendungen wurde zunächst der grundlegende Aufbau des verwendeten M-Sequenzradars beschrieben. Durch dessen Funktionsprinzip, basierend auf Maximalfolgen und einem Korrelationsempfänger, war die Auswahl möglicher Antennentypen auf nichtresonante Antennen beschränkt. Die wichtigsten Anforderungen an mögliche Antennen umfassen schließlich eine fokussierte Abstrahlung kurzer Impulsantworten, eine geringe geometrische Größe und eine Resistenz gegen starke Magnetfelder. Wegen der großen Übereinstimmung zwischen bekannten Antenneneigenschaften und den projektspezifischen Anforderungen wurde das Doppelsteghorn als bevorzugter Antennentyp ausgewählt.

Um zunächst technische und biologische Randbedingungen zu bewerten, wurden Studien anhand vereinfachter Messszenarien erstellt. Dabei fand insbesondere der Aspekt der Systemdynamik einer möglichen Fern- oder Kontaktdetektion Berücksichtigung. Sowohl aus analytischer Sicht als auch aus Messreihen wurde ein klarer Vorteil der Kontaktdetektion deutlich. Dieser Ansatz profitiert von reduzierten Signalreflexionen an der Hautoberfläche, aber auch von deutlich verringertem Antennenübersprechen. Das Resultat ist eine um bis zu 25 dB höhere Sensitivität als bei der Ferndetektion. Demgegenüber erfordert eine Kontaktdetektion einen weitaus komplexeren Messaufbau, der nur durch den Einsatz möglichst zahlreicher miniaturisierter Antennenelemente realisierbar wird. Bisher beschränkten sich Größenreduktionsverfahren bei Antennen auf den Entwurf elektrisch kleiner Antennen, die durch Hinzufügen verlustbehafteter Netzwerke schmalbandig an eine Quelle angepasst werden. Wegen dieser Bandbegrenzung und einer niedrigen Strahlungseffizienz wurde im Rahmen dieser Arbeit auf diesen Ansatz verzichtet. Stattdessen kam eine dielektrische Skalierung, bei gleichzeitiger dielektrischer Anpassung an das Ziel,

zur Anwendung. Dieser Ansatz erforderte eine umfangreiche Kenntnis verschiedener Dielektrika bei Mikrowellenfrequenzen, welche zudem in ihrer Konsistenz für eine Kombination mit Doppelsteghornantennen geeignet sein mussten. Wegen ihrer einfachen Handhabung wurden zunächst flüssige Stoffe bevorzugt. Nach einer Materialstudie wies Aceton, mit einer Permittivität von  $\epsilon' \approx 22 \pm 5$  innerhalb des Nutzfrequenzbandes von 1 ... 10 GHz, die günstigsten elektrischen Eigenschaften auf. Unter Verwendung des bekannten Lösungsmittels wurde eine erste dielektrisch skalierte Antenne entwickelt. Nach einem erfolgreichen Funktionsnachweis ist aus diesem Antennentyp ein Antennenarray für erste experimentelle Messungen an Brustphantomen konstruiert worden. Für anwendungsorientierte Messungen wurde Aceton als Antennendielektrikum durch eine biokompatible Öl-Gelatine-Komposition vergleichbarer Permittivität ersetzt. Die dielektrischen Verluste des Antennendielektrikums zeigten sich in einer abfallenden Strahlungseffizienz bei höheren Frequenzen, was zu einer eingeschränkten Bandbreite führte.

Als Alternative wurde hochdielektrische, verlustarme und gesinterte Keramik in ihrer Eignung als Antennendielektrikum untersucht. Bedingt durch die hohe Permittivität von  $\epsilon' = 60 \dots 65$  wurden die Impedanzverhältnisse innerhalb der Antennen signifikant verändert. Das bei konventionellen Übertragungssystemen übliche Transformationsverhältnis von 7,5 : 1 zwischen Antennenapertur- und Speiseleitungsimpedanz wurde durch die dielektrische Skalierung auf ein Verhältnis von etwa 1 : 1 reduziert. Als Konsequenz ergaben sich vom Original stark abweichende Antennengeometrien und eine schlechte Ausnutzung der dielektrischen Skalierungseffizienz. Es wurde erkannt, dass eine gleichzeitig zur dielektrischen Skalierung stattfindende Angleichung der Fußpunktimpedanz eines Antennenmodells notwendig ist. Allerdings führt eine resultierende Impedanz von  $50 \Omega / \sqrt{\epsilon'} = 6,5 \Omega$  zu einer Fehlanpassung in Verbindung mit konventioneller Mikrowellenmesstechnik, so dass zunächst eine Speiseimpedanz von 50  $\Omega$  beibehalten wurde.

Das Entwurfsziel für diese Antennenvariante bestand in der Entwicklung eines Funktionsmodells einer keramikbasierten Doppelsteghornantenne, mit der sowohl eine Fertigungsstrategie entwickelt als auch ein Funktionsnachweis erbracht werden sollte. Aufbauend auf den Erkenntnissen für die Fertigung und einer umfangreichen messtechnischen Charakterisierung der Prototypen wird das Konzept einer keramikbasierten und niederohmigen Antenne vorgestellt. Durch eine Einbindung niederohmiger integrierter Sende- und Empfängerschaltkreise ist es möglich, miniaturisierte und aktive Strahler-elemente zu entwickeln, deren Strahlungseigenschaften einer konventionellen Antenne gleichen.

Der Entwurf vollständig mit festen Dielektrika ausgefüllter Hohlleiterhorn- und Doppelsteghornantennen wurde als Gebrauchsmuster angemeldet.

Neben der Optimierung miniaturisierter UWB-Antennen für eine dielektrische Bildgebung war die Entwicklung von hochfeldkompatiblen Strahler-elementen für MR-Anwendungen ein Kern dieser Arbeit. Durch das zeitgleiche Auftreten starker transienter und statischer Magnetfelder sind durch Induktion und Lorentzkraft teils starke Kraftwirkungen auf konventionelle Antennenstrukturen zu beobachten. Hierdurch hervorgerufene Eigenbewegungen von Antennen sind für Sensoranwendungen untolerabel und müssen unterdrückt werden. Zu diesem Zweck wurden zusammenhängende Metallisierungsflächen einer Doppelsteghornantenne gezielt ausgespart, ohne die grundlegende Antennenfunktion zu



beeinflussen. Diese Modifikationen erfolgten auf Grundlage numerischer Vollwellensimulationen, wobei die Stromverteilung in der Metallisierung einer Doppelsteghornantenne untersucht wurde. Zusätzlich sind große Leerschleifen durch Hochfrequenzkondensatoren separiert und die Metallisierungstärke auf die doppelte Skintiefe der untersten Nutzfrequenz reduziert worden. Trotz dieser Modifikationen erreicht die MR-kompatible Doppelsteghornantenne mit konventionellen Antennen vergleichbare Strahlungseigenschaften. Im Rahmen einer Modellfamilie ist die MR-kompatible Doppelsteghornantenne in verschiedenen Größen und mit unteren Grenzfrequenzen von 1,5 GHz und 3 GHz verfügbar. Der Entwurf MR-kompatibler Hohlleiter- und Doppelsteghornantennen wurde patentiert.

In Ergänzung wurden Phasen- und Impulszentren von Doppelsteghornantennen ermittelt, um die Kenntnisse von Abstrahlungs- und Signalformungsmechanismen zu vertiefen. Die Ergebnisse lassen keinen Widerspruch zwischen einer kurzen Impulsantwort einer Antenne und einer frequenzabhängigen Lage der Phasenzentren erkennen. Zudem wurde festgestellt, dass, entgegen einer generell nur partiell möglichen Lokalisierung von Phasenzentren, die Lage von Impulszentren über sehr große, weit über die Hornöffnung hinausgehende Betrachtungswinkel definiert werden konnte. Die Kenntnis über das Impulszentrum einer Antenne erlangt Bedeutung, sobald bei Radaranwendungen absolute Distanzen ermittelt werden müssen.

Abschließend wurden Messergebnisse des Gesamtsystems unter Verwendung der in dieser Arbeit entwickelten Antennen vorgestellt. Dabei wurde zwischen den Anwendungen einer dielektrischen Bildgebung und einer Entwicklung von UWB-Navigatortechniken für MR-Anwendungen unterschieden. Im Bereich der dielektrischen Bildgebung werden Teilergebnisse der Entwicklung eines Brustkrebsdetektors gezeigt, wobei zunächst ein konzeptioneller Vergleich zwischen einer Fern- und Kontaktdetektion durchgeführt wurde. Praxisnahe Ergebnisse wurden in Form einer Oberkörperrekonstruktion und der Untersuchung möglicher kontraststeigernder Hilfsmittel vorgestellt. Im Bereich von UWB-Navigatortechniken für MR-Anwendungen konnten zahlreiche Bewegungssignaturen des menschlichen Körpers ermittelt und ausgewertet werden. Insbesondere die detaillierte Rekonstruktion kardialer Vorgänge ist hervorzuheben. Zudem konnten im Bereich des Kopfes kleinste Bewegungen verfolgt werden, die selbst eine berührungslose Bestimmung des Pulses aus der Hirnbewegung ermöglichten.

Insgesamt wurden mit dieser Arbeit praktische Antennenentwürfe für aktuelle UWB-Anwendungen geschaffen. Die technischen Vorgaben wurden durch deren Einsatz als Send- und Empfangselemente in M-Sequenz-Radaren festgelegt. Dadurch entfiel der Einsatz von Standardlösungen und es mussten über numerische Optimierungen unkonventionelle und trotzdem praktikable Antennen exakt auf den Anwendungsfall zugeschnitten werden.

## 9.2 Ausblick

Ziel der vorliegenden Arbeit war es, grundlegende Konzepte für dielektrisch skalierte und MR-kompatible Antennen zu entwickeln. Die Weiterentwicklung aufgezeigter Entwicklungswege erscheint sinnvoll, da das theoretische und technische Potential weitreichende Verbesserungen erwarten lässt. Insbesondere im Bereich dielektrisch skalierten Antennen bieten niederohmige Antennenkonzepte einen interessanten Ansatz. Durch eine enge Kooperation innerhalb des DFG-Forschungsschwerpunktes *UKoLoS* liegt die Nutzung integrierter Radarsysteme mit impedanzangepassten HF-Schnittstellen auf der Hand. Wie beschrieben würde somit das Ausnutzen des maximal vorhandenen dielektrischen Skalierungspotentials gemäß  $\sqrt{\epsilon'}$  möglich, so dass die Antennen bei einer unteren Grenzfrequenz von 1,5 GHz bis auf ein Aperturmaß von 12 mm x 17 mm miniaturisiert werden könnten. Ferner bliebe im weiteren Projektverlauf zu verifizieren, ob auch bei unteren Grenzfrequenzen um 3 GHz eine ausreichende Systemleistung erhalten bleibt. Hierbei ist der Nutzen einer höheren Eindringtiefe gegen eine weitere Antennenminiaturisierung abzuwägen.

Zudem sind alternative Antennendielektrika mit Permittivitäten bis zu  $\epsilon' = 100$  denkbar, um kleinere Antennengeometrien realisieren zu können. Höhere Permittivitäten verbieten sich durch eine intolerable dielektrische Fehlanpassung zur Zielumgebung beziehungsweise durch zu geringe Eingangsimpedanzen resultierender Antennen. Während bei dielektrisch skalierten Antennen der numerische Entwurf einfach ist, liegen die Herausforderungen bei der technischen Realisierung. Feinste keramische Strukturen im Bereich einiger Dutzend Mikrometer sind zu fertigen, wofür zunächst geeignete Herstellungsschritte entwickelt werden müssen. Insbesondere in Kapitel 5.3 werden diesbezüglich bereits mögliche Lösungsverfahren aufgezeigt. Die in dieser Arbeit vorgestellte Technologie bietet zudem das Potential, kostengünstig miniaturisierte, bei Bedarf auch aktive, Strahlerelemente in hohen Stückzahlen herzustellen.

Für den Bereich der Navigatortechniken für MR-Anwendungen lägen künftige Entwicklungen im Bereich der Systemintegration begründet. Es bleibt zu klären, auf welche Weise und an welchen Positionen MR-kompatible Antennen innerhalb eines Scanners zu integrieren sind, um in Verbindung mit einem UWB-Radar eine zuverlässige Eliminierung von Bewegungsartefakten ermöglichen zu können.

In dieser Arbeit vorgestellte Studien belegen, dass das ursprünglich auf MR-Scanner zugeschnittene Konzept zur Unterdrückung von Bewegungsartefakten auch auf andere Tomographiesysteme, wie CT-Scanner, anzuwenden ist. MR-kompatible Antennen bewiesen auch hier, dass ihre starke Metallisierungsreduktion zu einer beträchtlichen Transparenz für Röntgenstrahlen führt. Durch weitere Entwicklungsschritte wäre das ursprüngliche Konzept MR-kompatibler Antennen auch für CT-Anwendungen geeignet.

Bedingt durch das Kunststoffskelett, das allen vorgestellten MR-kompatiblen Antennen zu Grunde liegt, wären Entwicklungen im Bereich spritzgegossener und in der Folge extrem kostengünstiger Doppelsteghornantennen nicht nur für den vorliegenden speziellen Anwendungsfall von hoher Bedeutung. Die Kosten für direktive UWB-Systeme könnten auf diese Weise deutlich reduziert werden. Durch ein mögliches Marktpotential einer entsprechenden Entwicklung ist ein Patent- oder Gebrauchsmusterschutz in Erwägung zu ziehen.





# Literaturverzeichnis

---

## Legende:

Bezeichnung eigener : \* Erstautor  
 Veröffentlichungen im Rahmen der Promotion : # Co-Autor

- [1] Seminarunterlagen zum Thema „Ultra Wideband Antennas“, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Karlsruhe, Deutschland, 7.-11.04. 2008.
- [2] Bundesnetzagentur, Verfügung 1/2008 (geändert mit Verfügung 17/2008). Verfügbar online: [www.bundesnetzagentur.de/media/archive/13155.pdf](http://www.bundesnetzagentur.de/media/archive/13155.pdf)
- [3] W.A. Kaiser und E. Zeitler: „MR imaging of the breast: Fast imaging sequences with and without Gd-DTPA. Preliminary observations.“, *Radiology* 1989, vol. 170, no. 3, pp. 681-686, 1989.
- [4]<sup>#</sup> I. Hilger, C. Geyer, G. Rimkus, M. Helbig, J. Sachs, U. Schwarz, M.A. Hein und W.A. Kaiser: „Could we use UWB sensing for breast cancer detection?“, in *Proc. 4th European Conf. on Antennas and Propag.*, Barcelona, Spanien, 2010.
- [5] L.E. Larson und J.H. Jacobi: *Medical Applications of Microwave Imaging*, IEEE, New York, , USA, 1986.
- [6]<sup>#</sup> C. Geyer, U. Schwarz, M.A. Hein, G. Rimkus, W.A. Kaiser und I. Hilger: „Ultra-Wideband for Diagnostic Purposes – Risk Analysis of Electromagnetic Radiation“, *Workshop „Molekulare Bildgebung 2009“: Book of abstracts*, p. 44, Berlin, Deutschland, 2009.
- [7] P.M. Meaney, K.D. Paulsen, A. Hartov und R.K. Crane: „An active microwave imaging system for reconstruction of 2-D electrical property distributions“, *IEEE Transactions Bio-med. Eng.*, Vol. 42, pp. 1017-1026, 1995.
- [8] K.D. Paulsen, P.M. Meaney: *Alternative Breast Imaging - Four Model-Based Approaches*, Springer Science + Business Media, Inc., New York, USA, 2005.

- [9] S.C. Hagness, A. Taflove und J.E. Bridges: „Two-Dimensional FDTD Analysis of a Pulsed Microwave Confocal System for Breast Cancer Detection: Fixed-Focus and Antenna-Array Sensors“, *IEEE Transactions Biomed. Eng.*, vol. 45, pp. 1470-1479, 1998.
- [10] X. Li, S.K. Davis, S.C. Hagness, D. van der Weide und B.D. Van Veen: „Microwave imaging via space-time beamforming: Experimental investigation of tumor detection in multi-layer breast phantoms“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 8, pp. 1856-1865, 2004.
- [11] U. Schwarz: *Entwurf und messtechnische Charakterisierung von Ultrabreitbandantennen für biomedizinische Anwendungen*, Diplomarbeit, Institut für Informationstechnik, TU Ilmenau, Ilmenau, Deutschland, 2007.
- [12] E. Zastrow, S.K. Davis, M. Lazebnik, F. Kelcz, B.D. Van Veen und S.C. Hagness: „Development of anatomically realistic numerical breast phantoms with accurate dielectric properties for modeling microwave interactions with the human breast“, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 55, no. 12, pp. 2792-2800, 2008.
- [13] A. Mashal, J.H. Booske und S.C. Hagness: „Toward contrast-enhanced microwave-induced thermoacoustic imaging of breast cancer: An experimental study of the effects of microbubbles on simple thermoacoustic targets“, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 54, pp. 641-650, 2009.
- [14] M. Klemm, I. Craddock, J. Leendertz, A. Preece und R. Benjamin: „Experimental and clinical results of breast cancer detection using UWB microwave radar“, in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Society Int. Symp. 2008*, San Diego, USA, 2008.
- [15] D. Gibbins, M. Klemm, I. Craddock, A. Preece, J. Leendertz und R. Benjamin: „Design of a UWB Wide-Slot Antenna and a Hemispherical Array for Breast Imaging“, in *Proc. 3rd European Conf. on Antennas and Propag.*, Berlin, Deutschland, 2009.
- [16] E.C. Fear und M.A. Stuchly: „Microwave detection of breast cancer“, *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 1854-1863, 2000.
- [17] B. Maklad und E.C. Fear: „Reduction of Skin Reflections in Radar-Based Microwave Breast Imaging“, in *Proc. 30th Annual Int. IEEE EMBS Conf.*, Vancouver, Kanada, 2008.
- [18] D.J. Kurrant und E.C. Fear: „An Improved Technique to Predict the Time-of-Arrival of a Tumor Response in Radar-Based Breast Imaging“, *IEEE Transactions in Biomed. Eng.*, vol. 56, no. 4, pp. 1200-1208, 2009.
- [19] D.J. Kurrant und E.C. Fear: „Tumor Response Estimation in Radar-Based Microwave Breast Cancer Detection“, *IEEE Transactions in Biomed. Eng.*, vol. 55, no. 12, pp. 2801-2811, 2008.
- [20] T.C. Williams, J.M. Sill und E.C. Fear: „Breast Surface Estimation for Radar-Based Breast Imaging Systems“, *IEEE Transactions in Biomed. Eng.*, vol. 55, no. 6, pp. 1678-1686, 2008.

- [21] J. Croteau, J.M. Sill, T.C. Williams und E.C. Fear: „Phantoms for testing radar-based microwave breast imaging“, in *Proc. 13th Int. Symp. on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting*, Kanada, 2009.
- [22] J. Bourquoi, M. Okoniewski und E.C. Fear: „Enhanced Directivity of a Tapered Slot Antenna for Near-Field-Imaging“, in *Proc. 13th Int. Symp. on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting*, Kanada, 2009.
- [23] J.M. Sill und E.C. Fear: „Tissue Sensing Adaptive Radar for breast cancer detection: preliminary experimental results“, in *Proc. 2005 IEEE Int. Microwaves Symposium Digest*, Long Beach, USA, 2005.
- [24] M. Guardiola, S. Capdevila, S. Blanch, J. Romeu und L. Jofre: „UWB High-Contrast Robust Tomographic Imaging for Medical Applications“, in *Proc. Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications*, Turin, Italien, 2009.
- [25]<sup>#</sup> M. Helbig, J. Sachs, U. Schwarz, M.A. Hein und M. Schäfer: „Ultrabreitband-Sensorik in der medizinischen Diagnostik“, in *Proc. 41. Jahrestagung der DGBMT - Dt. Ges. für Biomedizinische Technik im VDE*, Aachen, Deutschland, 2007.
- [26]<sup>#</sup> F. Thiel, M. Hein, J. Sachs, U. Schwarz, T. Lindel und F. Seifert: „Non-contact Tracking of Involuntary Head Motions by Ultra-Wideband Radar for improved High- and Ultra-High Field Magnetic Resonance Brain Imaging“, in *Proc. ISMRM - 17th Scientific Meeting and Exhibition*, Honolulu, USA, 2009.
- [27]<sup>#</sup> F. Thiel, M.A. Hein, J. Sachs, U. Schwarz, T. Lindel und F. Seifert: „Influence of Strong Static Magnetic Fields on Myocardial Mechanics: Evaluation Applying Ultra-Wideband Radar“, in *Proc. ISMRM - 17th Scientific Meeting and Exhibition*, Honolulu, USA, 2009.
- [28]<sup>#</sup> F. Thiel, M. Hein, J. Sachs, U. Schwarz and F. Seifert, „Combining magnetic resonance imaging and ultrawideband radar: A new concept for multimodal biomedical imaging“, *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 80, issue 1, Melville, USA, 2009.
- [29] J. Sachs, P. Peyerl, R. Zetik und S. Crabbe: „M-Sequence Ultra-Wideband-Radar: State of Development and Applications“, in *Proc. RADAR 2003*, Adelaide, Australien, 2003.
- [30] J. Sachs, P. Peyerl, P. Rauschenbach, F. Tkac, M. Kmec und S. Crabbe: „Integrated Digital UWB-Radar“, *Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics*, 6th ed., pp. 507-514, Annapolis, Maryland, 2002.
- [31] J. Sachs, R. Hermann, M. Kmec, M. Helbig und K. Schilling: „Recent Advances and Applications of M-Sequence based Ultra-Wideband Sensors“, in *Proc. Int. Conf on Ultra Wideband 2007*, Singapur, 2007.
- [32] J. Sachs, M. Kmec, R. Hermann, K. Schilling, R. Zetik und P. Rauschenbach: „Ultra-Wideband Pseudo-Noise Radar: Principle of function, state of the art, applications“, *NATO Specialist Meeting SET 120*, Toulouse, Frankreich, 27.-28.10. 2008.

- [33] J. Sachs, M. Helbig und K. Renhak: „Unsichtbares wird sichtbar - mit Radar den Insekten auf der Spur. Neue Möglichkeiten zum Aufspüren von Insektenaktivitäten“, in *Proc. Kongress des Deutschen Holz- und Bautenschutzverbandes*, Duisburg, Deutschland, 2008.
- [34] The Visible Human Project, U.S. National Library of Medicine, 8600 Rockville Pike, Bethesda, USA.
- [35]<sup>#</sup> F. Thiel, M.A. Hein, J. Sachs, U. Schwarz und F. Seifert: „Physiological signatures monitored by ultra-wideband-radar validated by magnetic resonance imaging“, in *Proc. Int. Conf on Ultra Wideband 2008*, Hannover, Deutschland, 2008.
- [36]<sup>\*</sup> U. Schwarz, M. Helbig, J. Sachs, F. Seifert, R. Stephan, F. Thiel und M.A. Hein: „Physically small and adjustable double-ridged horn antenna for biomedical applications“, in *Proc. Int. Conf on Ultra Wideband 2008*, Hannover, Deutschland, 2008.
- [37]<sup>#</sup> F. Thiel, M.A. Hein, J. Sachs, U. Schwarz und F. Seifert: „Fusion of magnetic resonance and ultra-wideband radar for medical applications“, in *Proc. Int. Conf on Ultra Wideband 2008*, Hannover, Deutschland, 2008.
- [38] W. Sörgel: *Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik*, Dissertationsschrift, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Karlsruhe, Deutschland, 2007.
- [39] J. Powell: *Antenna Design for Ultra Wideband Radio*, Masterarbeit, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, USA, 2004.
- [40] O. Klemp, M. Schultz und H. Eul: „Novel logarithmical periodic planar antennas for broadband polarisation diversity reception“, *Int. Journal AEÜ of Electronics and Communications*, Elsevier GmbH, 2005.
- [41] H. Meinke und F.W. Gundlach, herausgegeben von K. Lange und K.H. Löcherer: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, 5. Auflage, Springer Verlag, Berlin/Heidelberg, Deutschland 1992.
- [42] J. Detlefsen und U. Siart: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, 2. Auflage, Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, München, Deutschland, 2006.
- [43] A.M. Campbell und D.V. Land: „Dielectric properties of female human breast tissue measured in vitro at 3.2 GHz“, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 37, no. 1, pp. 193-210, 1992.
- [44] P.Z. Peebles: *Radar Principles*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 1998.
- [45] L. Sha, E.R. Ward und B. Stroy: „A Review of Dielectric Properties of Normal and Malignant Breast Tissue“, in *Proc. IEEE Southeast Conv.*, pp. 457-462, Columbia, USA, 2002.



- [46]\* U. Schwarz, M. Helbig, R. Stephan, J. Sachs und M.A. Hein: „Ultrabreitbandantennen für biomedizinische Anwendungen“, *Vortrag Kleinheubacher Tagung 2007*, Miltenberg, Deutschland, 2007. Verfügbar online: [www.dl1btf.de/service/U.Schwarz%20KT2007.pdf](http://www.dl1btf.de/service/U.Schwarz%20KT2007.pdf)
- [47]# C. Geyer, G. Rimkus, I. Hilger, U. Schwarz, M.A. Hein, M. Helbig, J. Sachs und W.A. Kaiser: „Image-based detection of water contents in tissue-modelling phantoms by ultra-wideband sensors“, *submitted to Physics in Medicine and Biology*.
- [48]# C. Geyer, M. Helbig, U. Schwarz, J. Sachs, M. A. Hein, W.A. Kaiser und I. Hilger: „Can ultra-wideband (UWB) radar be used for imaging purposes? Preliminary in vitro investigations.“, *RÖFO - Fortschritte auf dem Gebiet der Röntgenstrahlen und der bildgebenden Verfahren: Workshop Molecular Imaging*, vol. 180(09), p. 840, Dresden, Deutschland, 2008.
- [49]# C. Geyer, M. Helbig, U. Schwarz, J. Sachs, M.A. Hein, W.A. Kaiser und I. Hilger: „Ultrabreitband (UWB)-Radar-Technologie in der Bildgebenden Tumor-Diagnostik – erste Untersuchungen.“, *RÖFO - Fortschritte auf dem Gebiet der Röntgenstrahlen und der bildgebenden Verfahren: 89. Deutscher Röntgenkongress*, vol. 180(S1), p. 276, Berlin, Deutschland, 2008.
- [50]# C. Geyer, M. Helbig, U. Schwarz, J. Sachs, M.A. Hein, W.A. Kaiser und I. Hilger: „Ultra-wideband (UWB) as imaging tool for diagnostic purposes“, *2009 European Congress of Radiology*, p. 501, Wien, Österreich, 2009.
- [51] MRA Laboratories, Inc., Produktkatalog, Adams (MA), USA. Verfügbar online: [www.mralabs.com](http://www.mralabs.com)
- [52] TEMEX CERAMICS, “Dielectric materials general information”, Pessac, Frankreich. Verfügbar online: [www.temex-ceramics.com/site/fichiers/dielectric.pdf](http://www.temex-ceramics.com/site/fichiers/dielectric.pdf)
- [53] H. Morneburg: *Bildgebende Systeme für die medizinische Diagnostik*, 3. Auflage, Publicis MCD Verlag, Erlangen, Deutschland, 1995.
- [54] J.L. Volakis: *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., The McGraw-Hill Companies, New York, USA, 2007.
- [55] H.A. Wheeler: „Fundamental Limitations of Small Antennas“, *in Proc. of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479-1484, 1947.
- [56] H.A. Wheeler: „The Radiansphere Around a Small Antenna“, *in Proc. of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325-1331, 1959.
- [57] L.J. Chu: „Physical Limitations of Omni-Directional Antennas“, *Journal of Applied Physics*, vol. 10, pp. 1163-1175, 1968.
- [58]# M.A. Hein, C. Geyer, N. Helbig, I. Hilger, J. Sachs, U. Schwarz, F. Seifert, R. Stephan und F. Thiel: „Antennas for Ultra-Wideband Medical Sensor Systems“, *in Proc. 3rd European Conf. on Antennas and Propag.*, Berlin, Deutschland, 2009.

- [59] G. Adamiuk, C. Sturm, T. Zwick und W. Wiesbeck: „Dual polarized traveling wave antenna for Ultra Wideband radar applications“, *in Proc. 2008 Int. Radar Symposium*, Rom, Italien, 2008.
- [60] M.D. Blech und T.F. Eibert: „A Dipole Excited Ultrawideband Dielectric Rod Antenna With Reflector“, *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 55, no. 7, 2007.
- [61] J.D. Daniels: *Ground penetrating radar*, 2nd ed., Inst. of Electrical Engineers, London, UK, 2004
- [62]\* U. Schwarz, M. Helbig, J. Sachs, R. Stephan und M.A. Hein: „Design and application of dielectrically scaled double-ridged horn antennas for biomedical UWB radar applications“, *in Proc. 2009 IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband*, Vancouver, Kanada, 2009.
- [63] T. Weiland, M. Timm und I. Munteanu: „A Practical Guide to 3-D Simulation“, *IEEE, Microwave Magazine*, vol. 9, no. 6, 2008.
- [64] S. Ramo und J. Whinnery: *Fields and Waves in Modern Radio*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 1944.
- [65] S.B. Cohn: „Properties of Ridge Wave Guide“, *in Proc. of the IRE*, vol. 35, no. 8, pp. 783-788, 1947.
- [66]# I. Hilger, C. Geyer, U. Schwarz, M. Helbig, G. Rimkus, M.A. Hein, J. Sachs und W.A. Kaiser: „Ultra-wideband technology - What is it and could it be used for breast cancer detection?“, *in Proc. 5th Int. Congress on MR-Mammography*, pp. 835-841, Jena, Deutschland, 2009.
- [67]\* U. Schwarz, R. Stephan und M.A. Hein: „Compact double-ridged horn antennas for biomedical UWB radar applications“, zugelassen für *IEEE Antennas and Propag. Society Int. Symp. 2010*, Toronto, Kanada, 2010.
- [68]\* U. Schwarz und M.A. Hein: *Dielektrisch ausgefüllte Hohlleiterhornantenne für Hochfrequenz-Sensor- und Signalübertragungsanwendungen*, Gebrauchsmusteranmeldung, Deutsches Patent- und Markenamt, 2010.
- [69]\* U. Schwarz, R. Stephan und M.A. Hein: „Double-ridged horn antennas based on solid sintered ceramics for biomedical UWB radar applications“, eingereicht bei *IEEE Int. Conf. on Wireless Information Technology and Systems*, Honolulu, USA, 2010.
- [70] S. Balling: *Entwurf von Antennenarrays für Mobilfunkverbindungen*, Diplomarbeit, Institut für Informationstechnik, TU Ilmenau, Ilmenau, Deutschland, 2002.
- [71]\* U. Schwarz, F. Thiel, F. Seifert, R. Stephan und M.A. Hein: „Magnetic Resonance Imaging Compatible Ultra-Wideband Antennas“, *in Proc. 3rd European Conf. on Antennas and Propag.*, Berlin, Deutschland, 2009.

- [72]\* U. Schwarz, F. Thiel, F. Seifert, R. Stephan und M.A. Hein: „Ultra-Wideband Antennas for Combined Magnetic Resonance Imaging and UWB Radar Applications“, *In Proc. 2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, USA, 2009.
- [73]\* U. Schwarz, F. Thiel, F. Seifert, R. Stephan und M.A. Hein: „Ultra-Wideband Antennas for Magnetic Resonance Imaging Navigator Techniques“, in Druck bei *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, erscheint in vol. 58, no. 6, Juni 2010.
- [74]<sup>#</sup> M. Helbig, C. Geyer, M.A. Hein, R. Hermann, I. Hilger, U. Schwarz und J. Sachs: „Improved Breast Surface Identification for UWB Microwave Imaging“, *in Proc. World Congress of Medical Physics and Biomedical Engineering 2009*, Vol. 25/II, pp. 853-856, München, Deutschland, 2009.
- [75] R. Klinke und S. Silbernagel: *Lehrbuch der Physiologie*, Thieme, Stuttgart, Deutschland, 1996.
- [76]\* U. Schwarz, F. Thiel, F. Seifert und M.A. Hein: *Hornantenne für Hochfrequenz-Sensor- und Signalübertragungsanwendungen*, Deutsches Patent: DE 10 2008 047 054 B3, Deutsches Patent- und Markenamt, 2010.
- [77] Qun Wu, Bo-si Jin, Li Bian, Yu-ming Wu und Le-Wei Li: „An approach to the determination of the phase center of Vivaldi-based UWB antenna“, *in Proc. 2006 IEEE AP-S Int. Symp.*, Albuquerque, USA, 2006.
- [78] A. Rutkowski, A. Slowik und M. Czyzewski: „Phase center measurements of the double ridged antenna with a three-channel method“, *in Proc. MICON 2008*, Wroclaw, Polen, 2008.
- [79]\* U. Schwarz, V. Zhukov, R. Stephan und M.A. Hein: „Determination of Phase Centers of Ultra-Wideband Antennas“, *in Proc. 4th European Conf. on Antennas and Propag.*, Barcelona, Spanien, 2010.
- [80] V. Zhukov: *Charakterisierung von Ultrabreitbandantennen für Radar-Anwendungen in Frequenz- und Zeitbereich*, Diplomarbeit, Institut für Informationstechnik, TU Ilmenau, Ilmenau, Deutschland, 2009.
- [81] G.T. Markow und D.M. Sasonow: *Antennen*, Energija Verlag, Moskau, Russland, 1972.
- [82]<sup>#</sup> M. Helbig, C. Geyer, M.A. Hein, I. Hilger, U. Schwarz und J. Sachs: „A Breast Surface Estimation Algorithm for UWB Microwave Imaging“, *in Proc. Europ. Biomedical Engineering Congress 2008*, pp. 760-763, Antwerpen, Belgien, 2008.
- [83]<sup>#</sup> M. Helbig, M.A. Hein, U. Schwarz und J. Sachs: „Preliminary investigations of chest surface identification algorithms for breast cancer detection“, *in Proc. Int. Conf. on Ultra Wideband 2008*, Hannover, Deutschland, 2008.

- [84]<sup>#</sup> F. Thiel, T. Lindel, U. Schwarz, M.A. Hein und F. Seifert: „Multimodal biomedical sensing applying ultra-wideband electromagnetic excitation: Ultra-wideband sounding of the human myocardium from different radiographic standard positions and simultaneous high resolution electrocardiography“, in *Proc. 2009 IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband*, Vancouver, Kanada, 2009.
- [85]<sup>#</sup> F. Thiel, M. Helbig, U. Schwarz, C. Geyer, M.A. Hein, J. Sachs, I. Hilger und F. Seifert: „Implementation of ultra-wideband sensors for biomedical applications“, *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, vol. 63, pp. 221-224, 2009.
- [86]<sup>#</sup> F. Thiel, M.A. Hein, J. Sachs, U. Schwarz, T. Lindel und F. Seifert: „Exploring the benefits of ultra-wideband radar for high- and ultra-high field magnetic resonance imaging“, in *Proc. 2009 Europ. Microwave Conf.*, Rom, Italien, 2009.





# Anlage

---

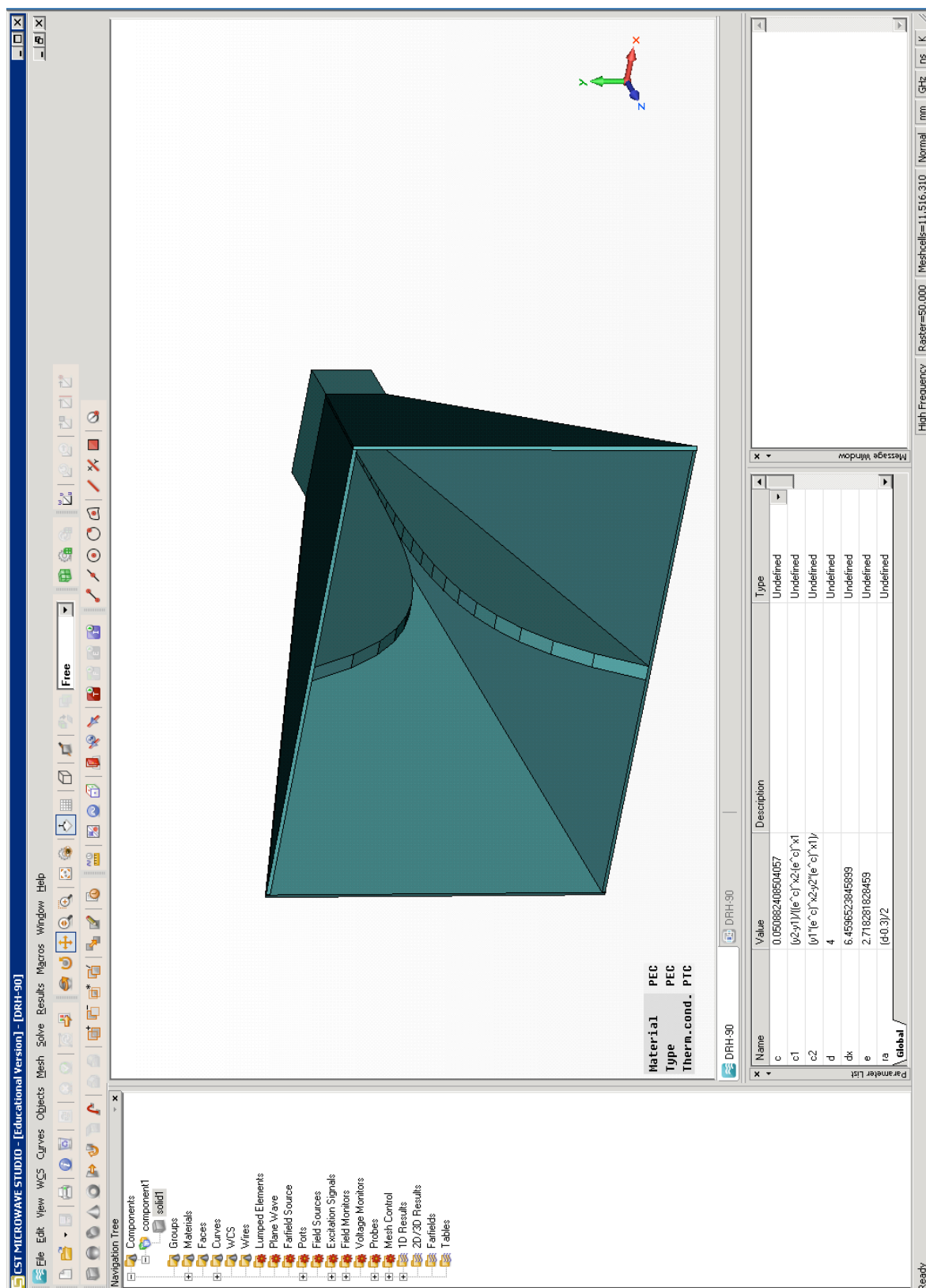
	<i>Seite</i>	<i>Referenzkapitel</i>
<b>Anlage 1:</b>	152	5.1
<b>Anlage 2:</b>	154	5.2
<b>Anlage 3:</b>	156	5.3
<b>Anlage 4:</b>	158	5.3
<b>Anlage 5:</b>	160	6.2
<b>Anlage 6:</b>	162	6.2
<b>Anlage 7:</b>	164	7.2
<b>Anlage 8:</b>	168	<i>Firmenkontakte</i>

## Anlage 1

---

Entwurf einer konventionellen Doppelsteghornantenne in *CST Microwavestudio*. Auf beiliegender DVD befinden sich neben einem umfassenden und sofort zu berechnenden Archiv des Entwurfes auch Exportformate (*SAT*, *STL*) der Antennenstruktur zur Bearbeitung in einem Fremdprogramm. Das Verzeichnis auf dem Datenträger ist als „DRH-90“ benannt. Beschreibung in Kapitel 5.1.

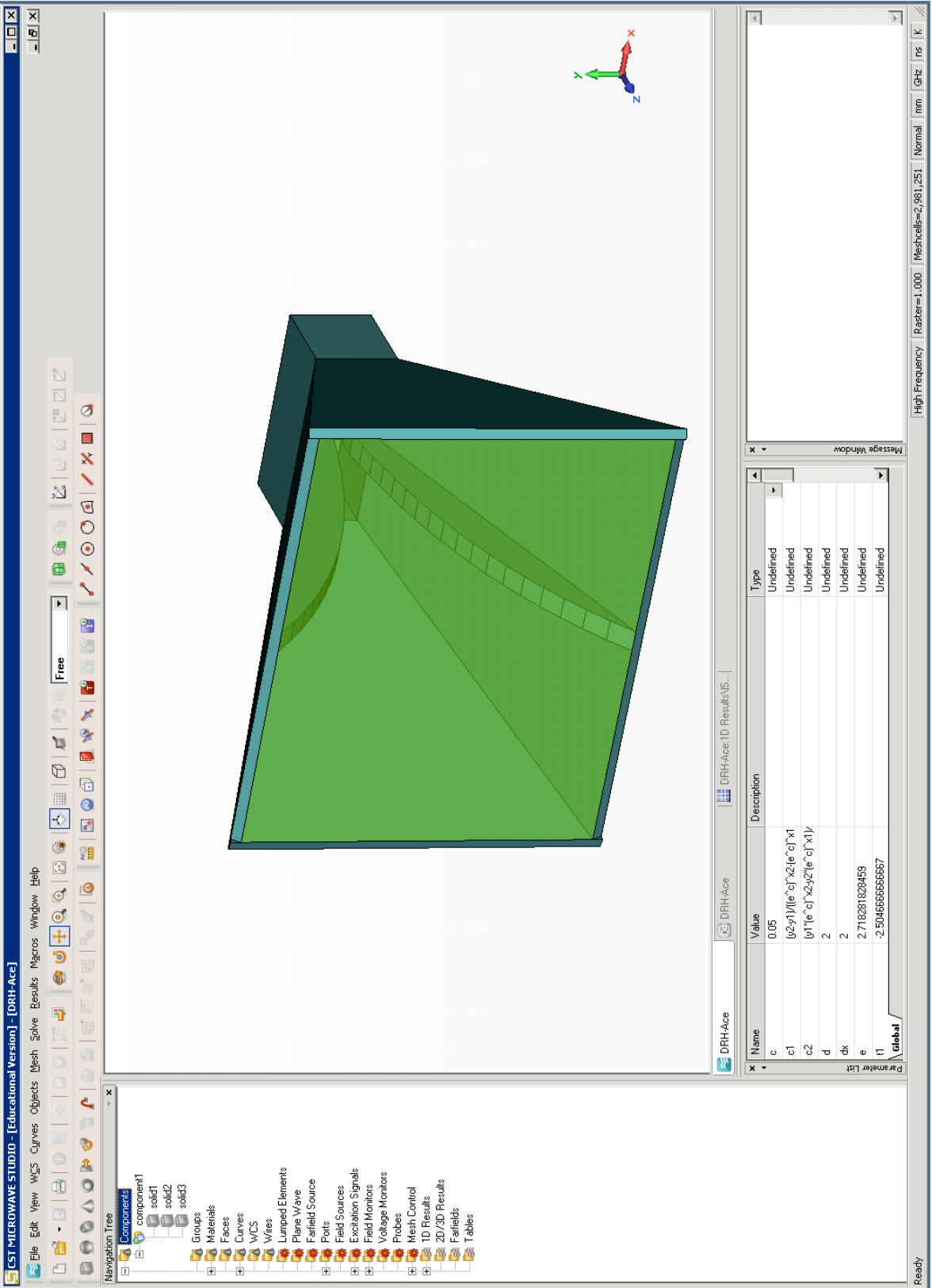




## Anlage 2

---

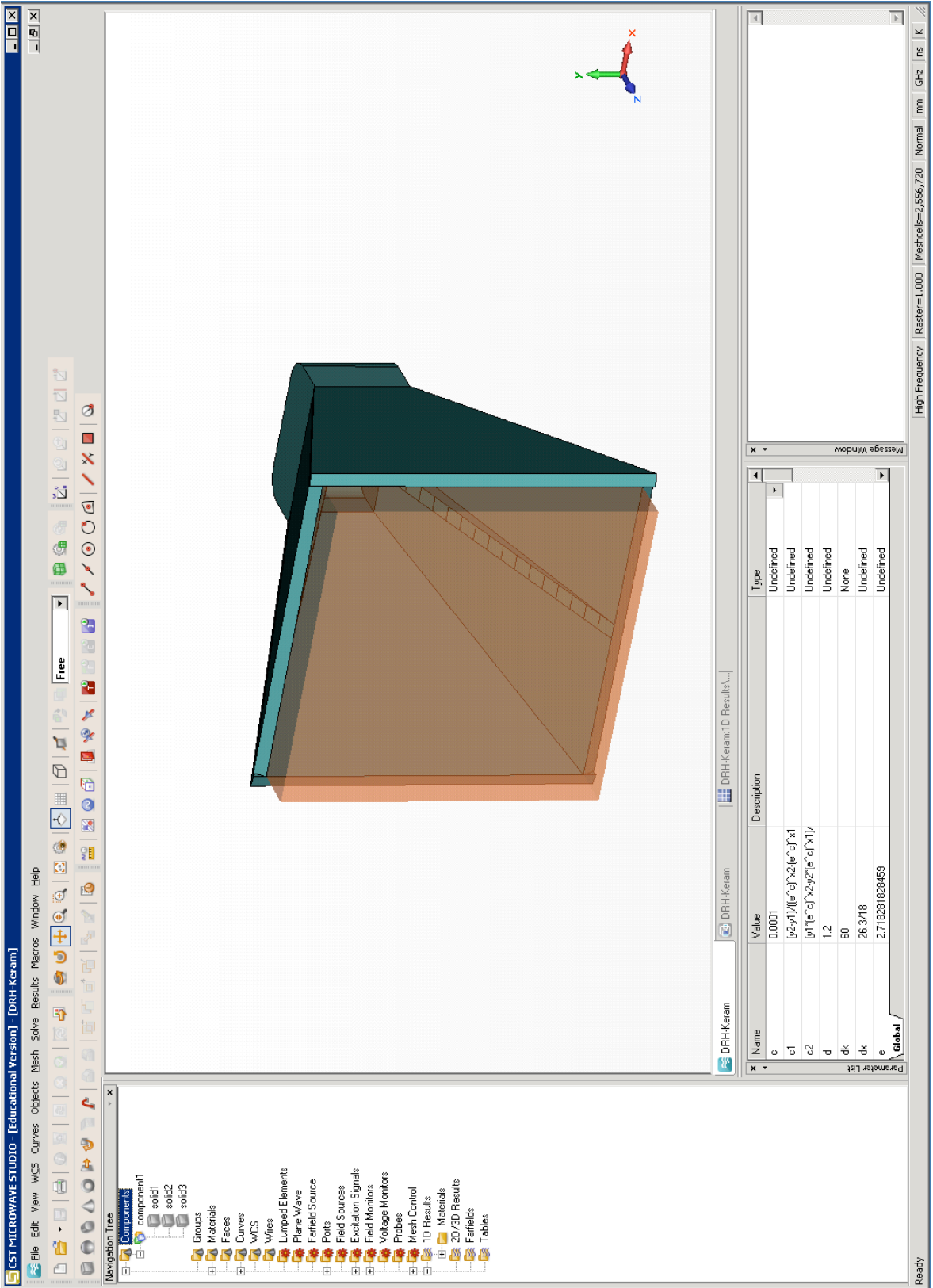
Entwurf einer dielektrisch skalierten Doppelsteghornantenne in *CST Microwavestudio*. Auf beiliegender DVD befinden sich neben einem umfassenden und sofort zu berechnenden Archiv des Entwurfes auch Exportformate (*SAT*, *STL*) der Antennenstruktur zur Bearbeitung in einem Fremdprogramm. Das Verzeichnis auf dem Datenträger ist als „DRH-Ace“ benannt. Beschreibung in Kapitel 5.2.



### Anlage 3

---

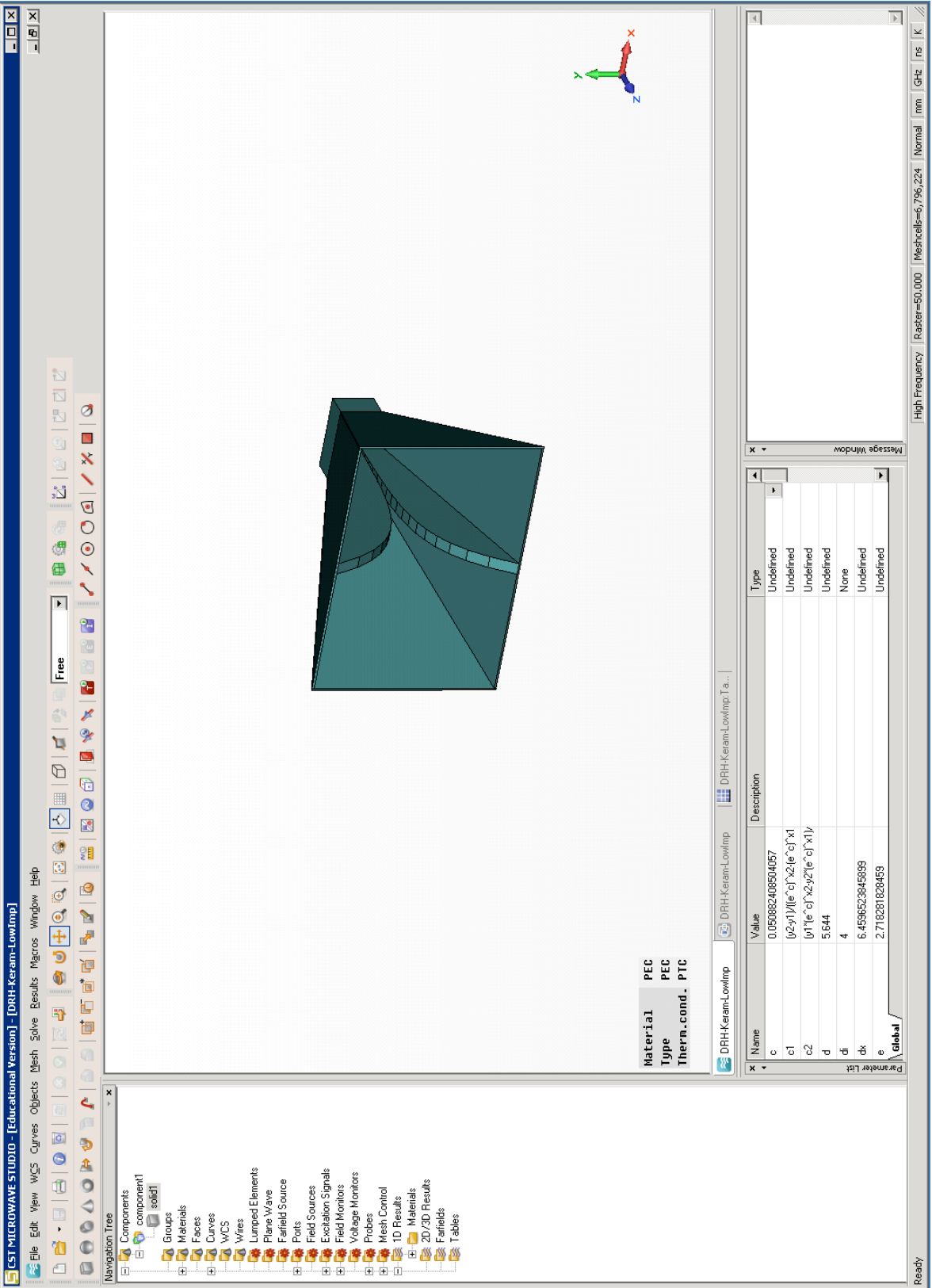
Entwurf einer keramischen Doppelsteghornantenne in *CST Microwavestudio*. Auf beiliegender DVD befinden sich neben einem umfassenden und sofort zu berechnenden Archiv des Entwurfes auch Exportformate (*SAT*, *STL*) der Antennenstruktur zur Bearbeitung in einem Fremdprogramm. Das Verzeichnis auf dem Datenträger ist als „DRH-Keram“ benannt. Beschreibung in Kapitel 5.3.



## Anlage 4

---

Entwurf einer keramischen Doppelsteghornantenne niederohmiger Bauart in *CST Microwavestudio*. Auf beiliegender DVD befinden sich neben einem umfassenden und sofort zu berechnenden Archiv des Entwurfes auch Exportformate (*SAT*, *STL*) der Antennenstruktur zur Bearbeitung in einem Fremdprogramm. Das Verzeichnis auf dem Datenträger ist als „DRH-Keram-LowImp“ benannt. Beschreibung in Kapitel 5.3.

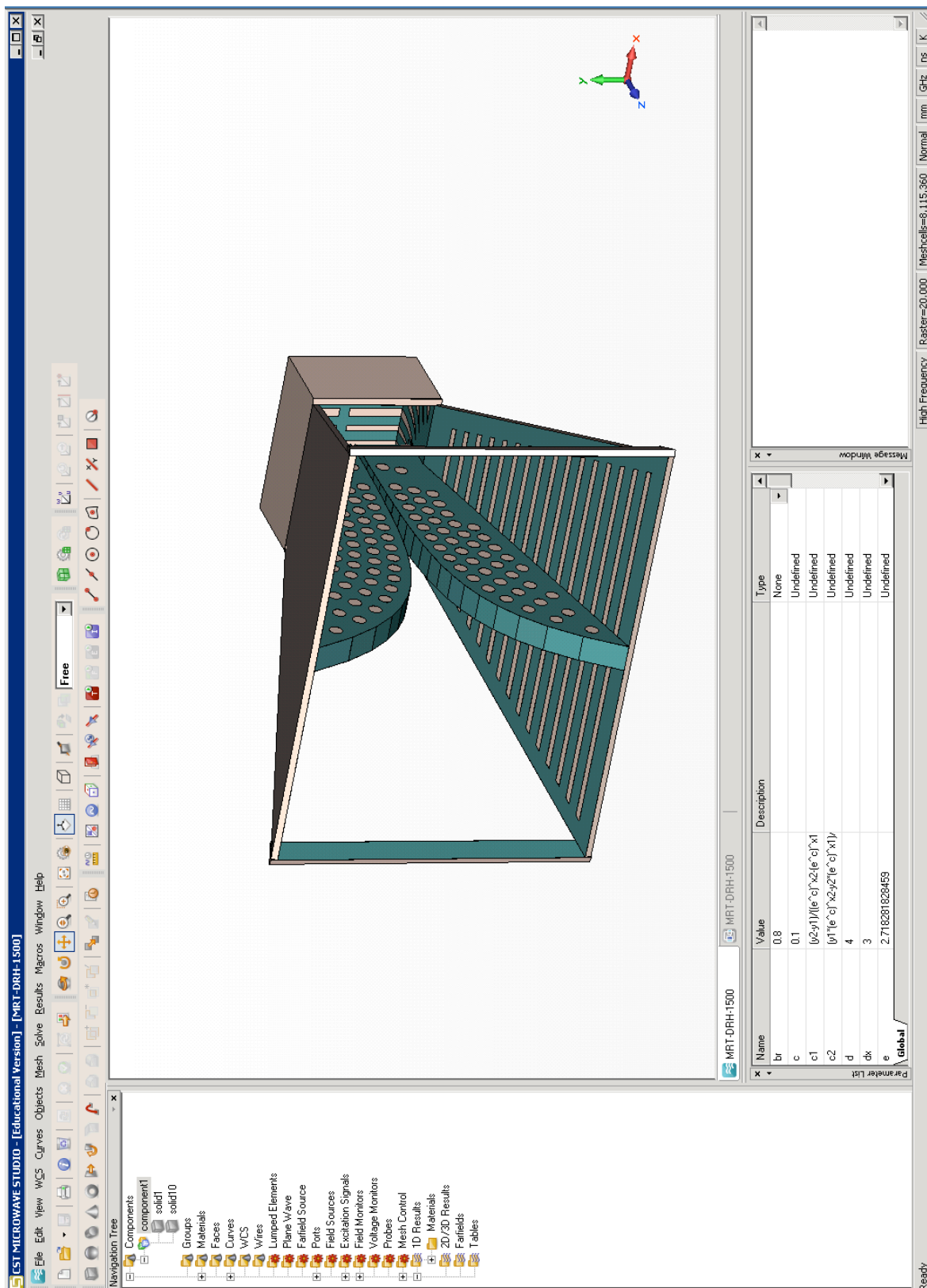


## Anlage 5

---

Entwurf einer MR-kompatiblen Doppelsteghornantenne (große Ausführung) in *CST Microwavestudio*. Auf beiliegender DVD befinden sich neben einem umfassenden und sofort zu berechnenden Archiv des Entwurfes auch Exportformate (*SAT*, *STL*) der Antennenstruktur zur Bearbeitung in einem Fremdprogramm. Das Verzeichnis auf dem Datenträger ist als „MRT-DRH-1500“ benannt. Beschreibung in Kapitel 6.2.

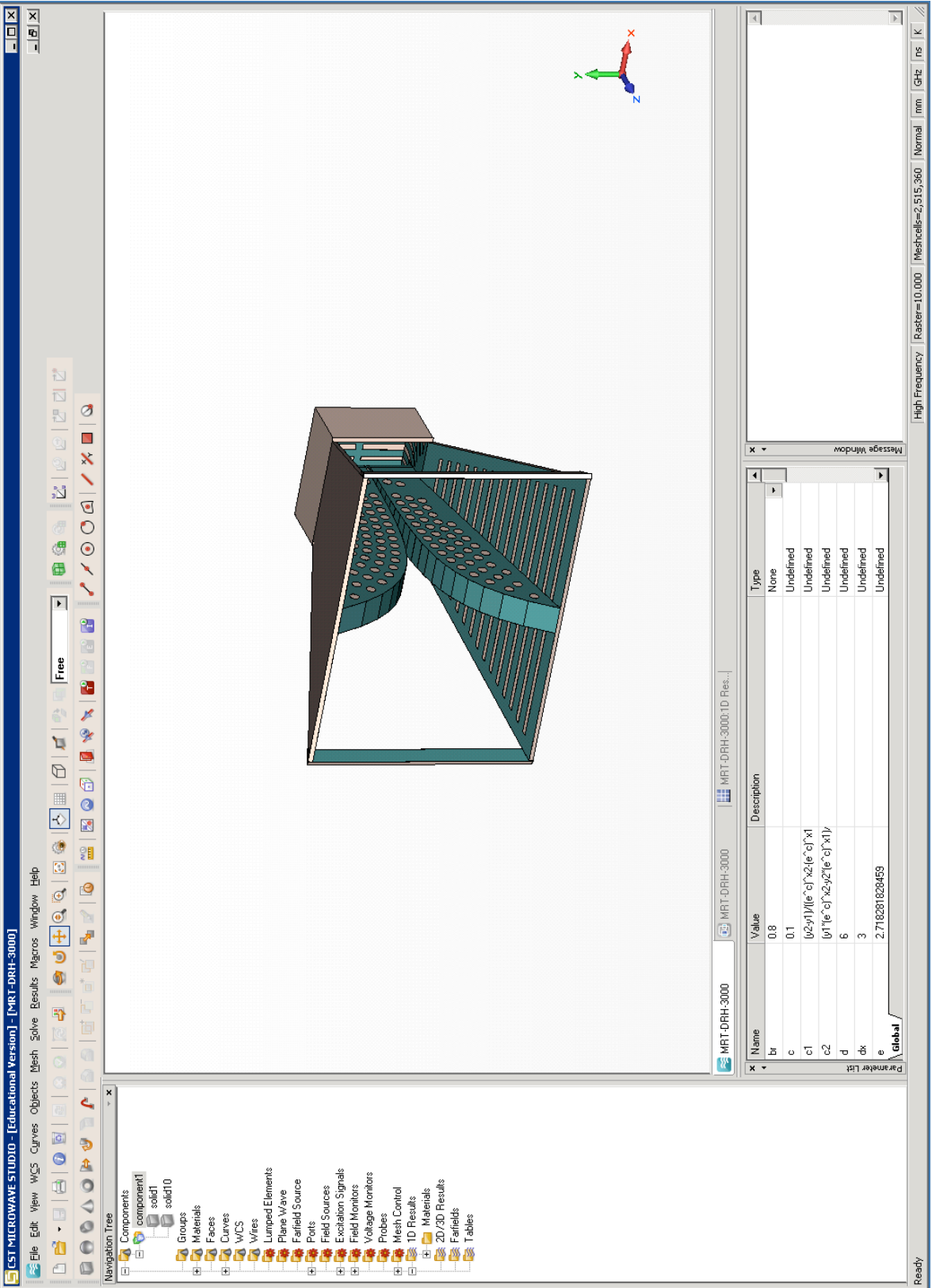




## Anlage 6

---

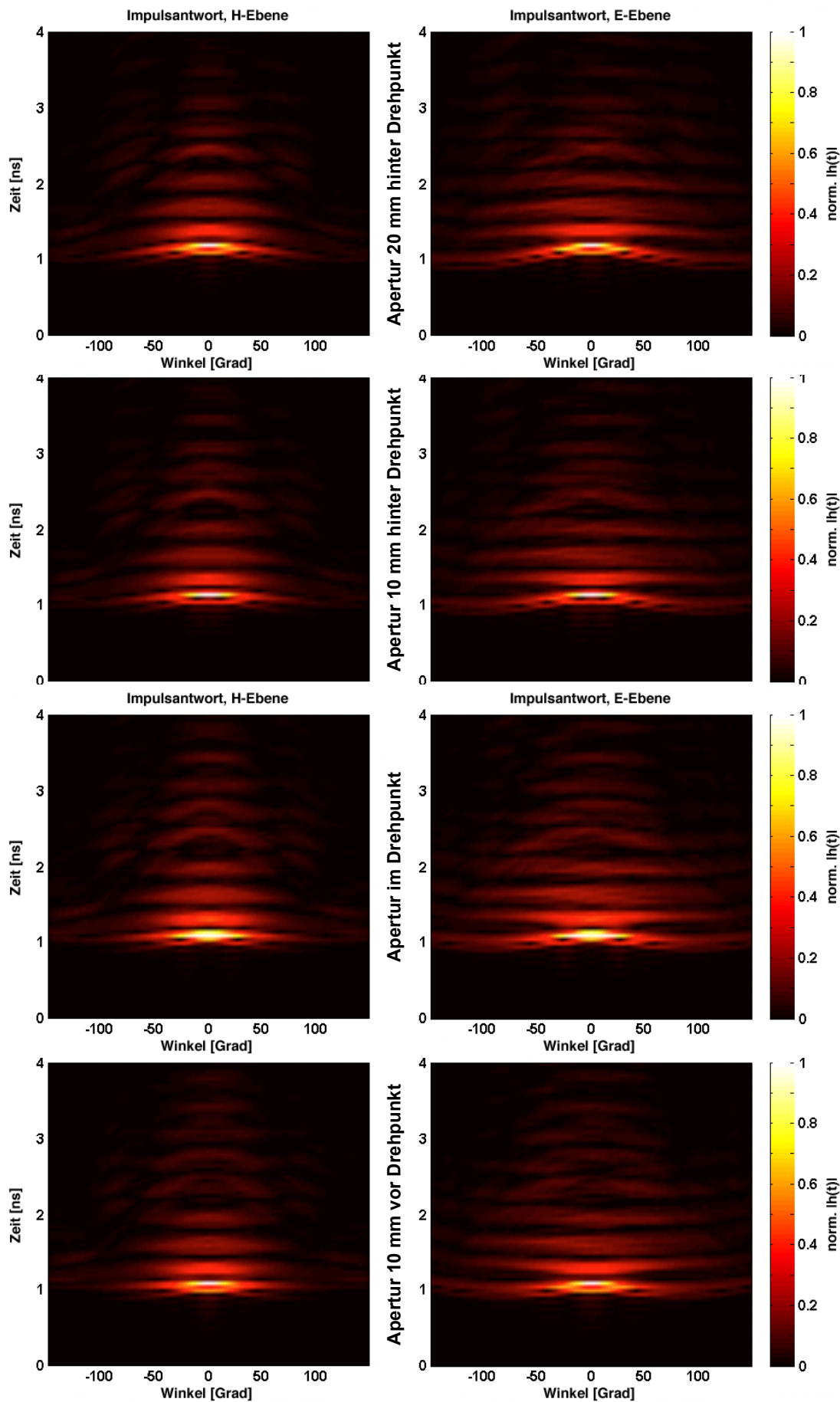
Entwurf einer MR-kompatiblen Doppelsteghornantenne (kleine Ausführung) in *CST Microwavestudio*. Auf beiliegender DVD befinden sich neben einem umfassenden und sofort zu berechnenden Archiv des Entwurfes auch Exportformate (*SAT*, *STL*) der Antennenstruktur zur Bearbeitung in einem Fremdprogramm. Das Verzeichnis auf dem Datenträger ist als „MRT-DRH-3000“ benannt. Beschreibung in Kapitel 6.2.

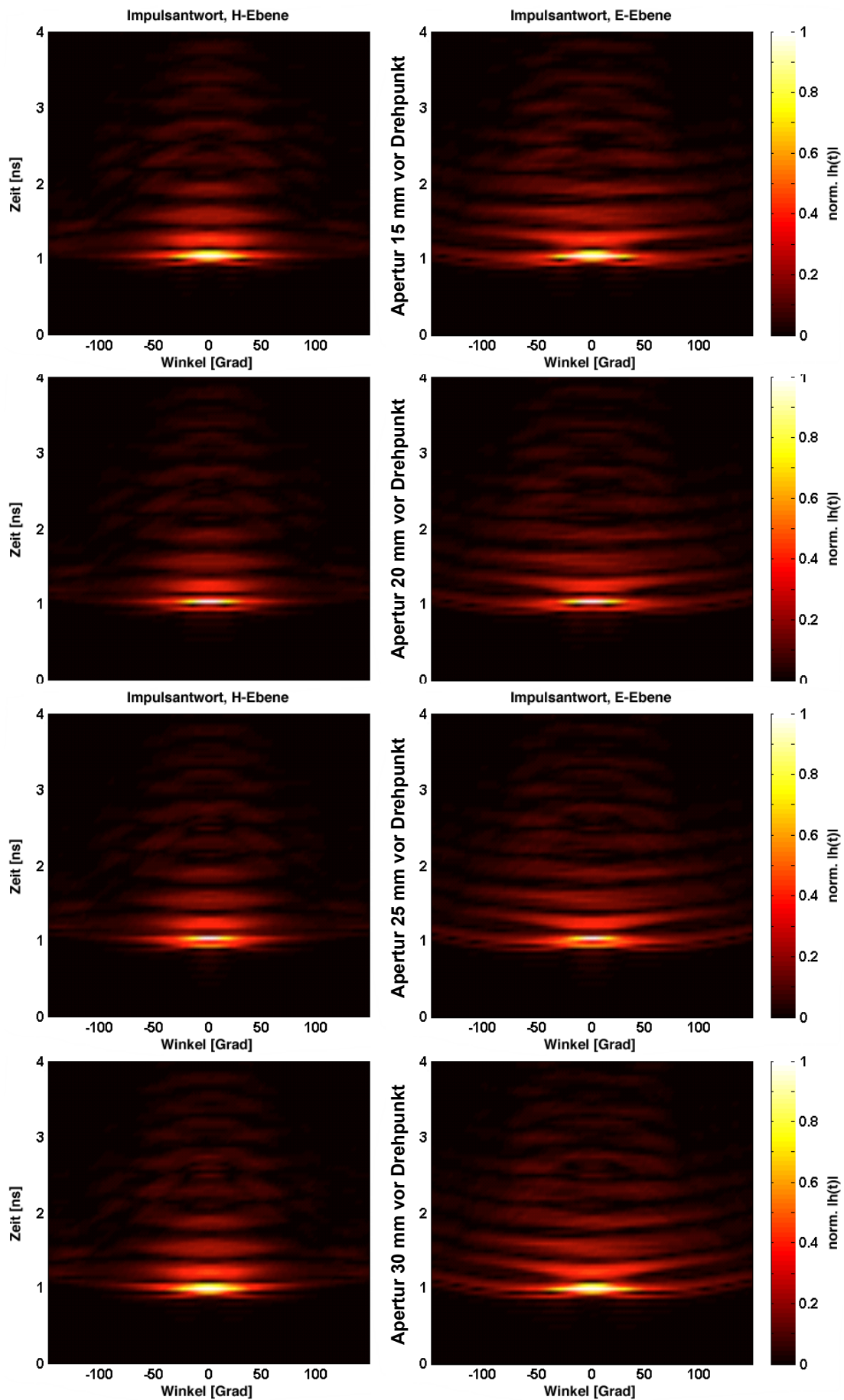


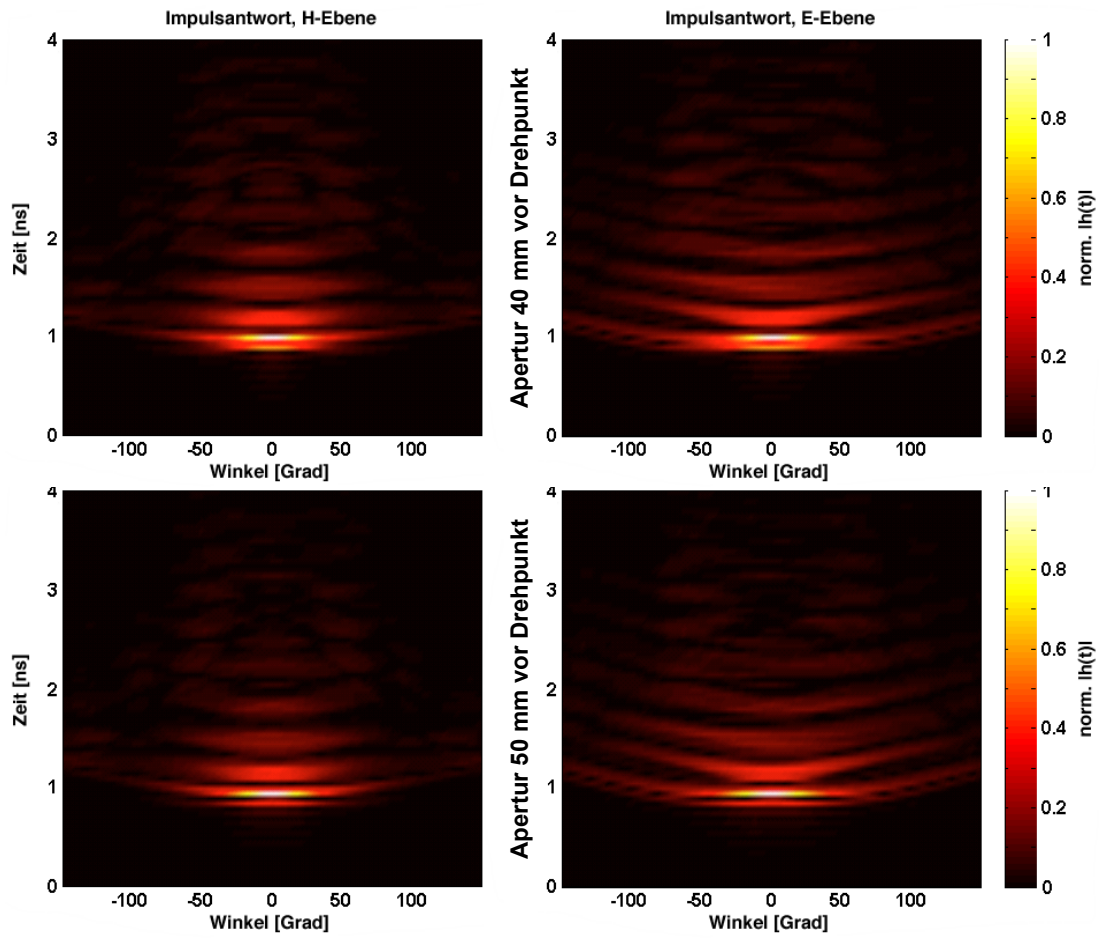
## **Anlage 7**

---

Ergebnisse einer kompletten Messreihe zur Lokalisierung eines Impulszentrums einer Doppelsteghornantenne. Beschreibung in Kapitel 7.2.







## **Anlage 8**

---

In dieser Anlage werden Firmenkontakte und deren Ansprechpartner zusammengefasst, mit denen im Fortgang der Arbeit eine gute Zusammenarbeit etabliert werden konnte.



**Fraunhofer-Institut für Keramische Technologien und Systeme IKTS**

Institutsteil Hermsdorf

Michael-Faraday-Str. 1

07629 Hermsdorf

Ansprechpartner: Dr. Stefan Barth

Telefon: 036601-9301-1868

Mail: stefan.barth@hitk.de

Partner für: Trockenpressen und Sintern von Keramiken

**TRIDELTA Weichferrite GmbH**

Marie-Curie-Straße 7

07629 Hermsdorf

Ansprechpartner: Hartmut Günther

Telefon: 036601-9328-224

Mail: hguenther@tridelta-hermsdorf.de

Partner für: Hartbearbeitung von Keramiken und Ferriten

**MRB-Automation GmbH**

Werner-von-Siemens-Str. 7

98693 Ilmenau

Ansprechpartner: Herr Hartmut Keune

Telefon: 03677-46634-11

Mail: h.keune@mrba-automation.de

Partner für: Mechanische Bearbeitungen

**LCP GmbH**

Michael-Faraday-Str. 2

07629 Hermsdorf

Ansprechpartner: Kontakt über Tridelta GmbH

Telefon: 036601-44986

Mail: info@hdf-lcp GmbH.de

Partner für: Laserbearbeitung, u.a. von Keramiken

**R S Ultraschalltechnik**

Am Steintisch 8

99444 Blankenhain

Ansprechpartner: Kontakt über Tridelta GmbH

Telefon: 036459-4300-0

Mail: rsultraschall@t-online.de

Partner für: Ultradünnes Bohren von Keramik



# Erklärung zur Dissertation

---

## **„Ultrabreitbandantennen für biomedizinische Radaranwendungen“, von Ulrich Schwarz**

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen und Firmen in der jeweils beschriebenen Weise geholfen:

- I. Herr Dr. Ralf Stephan hat als akademischer Oberrat am Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, neben dem Betreuer und Fachgebietsleiter Prof. Matthias Hein, mit vielen Hinweisen und Ratschlägen die Entwicklung der vorliegenden Arbeit bereichert (unentgeltlich).
- II. Die Projektpartner des Fachgebietes Elektronische Messtechnik, der Uniklinik Jena und der PTB haben im Rahmen der Projektkooperation *ultraMEDIS* (DFG-Projekt) Ideen, Phantommaterialien und Messzeit an einem Magnetresonanztomografen beigesteuert (unentgeltlich).
- III. Im Rahmen seines Diplomstudiums hat Herr Vladimir Zhukov seine Abschlussarbeit (unentgeltlich) am Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik angefertigt. Unter meiner Betreuung hat sich Herr Zhukov unter anderem mit der Thematik von Phasenzentren von Antennen beschäftigt, was inhaltlich in die vorliegende Dissertation, unter Benennung der Quelle, einfließt.
- IV. Herr Matthias Zocher und die Fakultätswerkstatt EI haben die Realisierung bestimmter Entwürfe von Prototypen unterstützt und ausgeführt (unentgeltlich).
- V. Die Herren Eberhard Hamatschek, Michael Bastick und Thomas Luhn haben als Mitarbeiter am Fachgebiet Fertigungstechnik zahlreiche Formteile für Antennen und Hilfswerkzeuge nach Vorgabe hergestellt (unentgeltlich).
- VI. Herr Matthias Fritz war als Mitarbeiter am Fachgebiet Elektrochemie bei der Verkupferung von Antennen behilflich (unentgeltlich).

- VII. Frau Martina Sieler und Herr Uwe Genatis waren als Mitarbeiter am Fachgebiet Elektroniktechnologie ebenfalls an der Verkupferung von Antennen sowie an der Herstellung von Leiterplatten beteiligt (unentgeltlich).
- VIII. Die Kollegen Martin Kmec, Dr. Karl-Heinz Drüe und Gernot Bischoff haben als Mitarbeiter der Fachgebiete Elektronische Messtechnik bzw. Elektroniktechnologie erste Versuche mit einer aktiven Antenne unentgeltlich unterstützt (in genannter Reihenfolge: Schaltkreise, Leiterplatten und Kontaktierung).
- IX. Herr David Escher hat als studentische Hilfskraft (entgeltlich, Projektmittel) an der Kleinserienfertigung MR-kompatibler Doppelsteghornantennen mitgewirkt, ohne jedoch einen wissenschaftlich-inhaltlichen Beitrag geleistet zu haben.
- X. Abschließend seien das nunmehr in Fraunhofer IKTS umbenannte Hermsdorfer Institut für technische Keramik e.V., die Firma Tridelta GmbH (beide Hermsdorf) und die Firma MRB-Automation GmbH (Ilmenau) zu nennen, die als externe Dienstleister (entgeltlich, Projektmittel) an der Herstellung (nicht der Entwicklung) vorgestellter Antennenentwürfe beteiligt waren.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Mit Ausnahme o.g. Personen und Firmen hat niemand von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zu Folge hat.

Ort, Datum, Unterschrift

# Thesen

---

- I. Antennen für biomedizinische Radaranwendungen müssen, insbesondere für die Detektion im Körperinneren liegender Ziele, einen hohen Antennengewinn aufweisen, da entsprechende Messungen eine hohe Dynamikreserve des Systems erfordern.
- II. Eine Kontaktdetektion ist zur Untersuchung von im Körperinneren gelegener Ziele besser geeignet als eine Ferndetektion, da das Antennenüberkoppeln und unerwünschte Signalreflexionen reduziert sowie die Signalenergie stärker auf das Zielgebiet konzentriert werden. Die Wirkung zeigt sich in Form einer höheren Systemdynamik.
- III. Elektrisch kleine Antennen sind für die in I. genannten Anwendungen durch ihre stark begrenzte Bandbreite und ihre schlechte Strahlungseffizienz ungeeignet.
- IV. Geometrisch kleine Antennen auf Basis einer dielektrischen Skalierung besitzen das Potential, sehr kleine Abmessungen mit einer effizienten Abstrahlung von Signalen großer Wellenlängen, vorzugsweise in eine dielektrische Umgebung, zu verbinden.
- V. Eine dielektrisch skalierte Antenne weist dieselben Funktionsmerkmale auf wie ihr Original, sofern alle Antennenmaße und die Freiraumimpedanz entsprechend der Wurzel der Permittivität verringert werden.
- VI. Gesinterte Keramikwerkstoffe sind sowohl aus elektrischer als auch aus mechanischer Sicht dazu geeignet, als Antennengrundkörper, selbst für komplexe Strukturen wie ein Doppelsteghorn, Verwendung zu finden.
- VII. Konventionelle Antennenstrukturen sind für einen Betrieb in Magnetresonanztomografen ungeeignet, da es durch starke Magnetfelder zur Induktion von Wirbelströmen und infolgedessen zu Kraftwechselwirkungen kommt.

- VIII. Durch eine signifikante Reduktion von Metallisierungsbereichen einer Antenne, die für ihre zufriedenstellende Funktionalität nicht zwingend erforderlich sind, lässt sich die Wechselwirkung mit starken Magnetfeldern ebenso signifikant reduzieren wie der Röntgenkontrast.
- IX. Phasenzentren als idealisierte Strahlungspunkte einer Antenne im Frequenzbereich können bei Wanderwellenantennen eine starke Frequenzabhängigkeit aufweisen, obwohl eine kurze Impulsantwort erreicht wird.
- X. Anders als bei Phasenzentren ist es möglich, Impulszentren als idealisierte Strahlungspunkte einer Antenne im Zeitbereich auch für weit über den Öffnungswinkel einer Hauptstrahlungskeule hinaus gehende Betrachtungswinkelbereiche eindeutig zu bestimmen.

## Zusammenfassung / Summary

---

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf spezifischer Antennen für innovative Verfahren einer mikrowellenbasierten Brustkrebsdetektion sowie für Navigatortechniken in Magnetresonanz-(MR)-Anwendungen. Dabei werden zunächst physikalische und technische Randbedingungen diskutiert, welche die Antennenentwürfe maßgeblich prägen. Während bei einer Brustkrebsdetektion anatomische Randbedingungen die größte Einschränkung darstellen, sind bei MR-Anwendungen starke Magnetfelder zu beachten. Beiden Arbeitsgebieten ist dabei der Wunsch nach einer niedrigen unteren Grenzfrequenz gemein, um eine möglichst hohe Eindringtiefe in menschliches Gewebe zu gewährleisten. Durch eine deutliche Differenzierung der Anforderungen unterscheiden sich die einzelnen Lösungen stark voneinander, obgleich in beiden Fällen das Doppelsteghorn als Antennentyp gewählt wurde. Während als Sensoren zur Brustkrebsdetektion dielektrisch skalierte Antennen unter Verwendung von Keramik entwickelt wurden, erfolgte zur Realisierung MR-kompatibler Antennen eine rigorose Reduktion von Metallisierungsflächen, ohne die Funktionalität zu beeinträchtigen. Resultierend entstanden miniaturisierte Antennen zur Brustkrebsdetektion auf der einen und wirbelstromresistente Strahler auf der anderen Seite. Eine umfangreiche messtechnische Charakterisierung und praxisnahe Erprobung stellt die Funktionstüchtigkeit der Entwicklungen abschließend unter Beweis.

-----

The present work focuses on the design of specific antennas for innovative approaches of microwave-based breast cancer detection as well as for navigator techniques in MR-applications. At a first stage, physical and technical constraints are discussed which coin the antenna designs in a significant way. While anatomical constraints constitute the major restrictions for breast cancer detection, strong magnetic fields must be considered in MR-applications. A low cut-off frequency is the common goal of both designs. In this way, a high penetration depth into human tissue can be achieved. Due to a clear distinction of the requirements, the specific solutions differ significantly from each other, although a double-ridged horn antenna was used in both cases. While the sensors for breast cancer detection are developed on the basis of dielectrically scaled antennas by use of ceramic materials, the realization of MR compatible antennas was done by a rigorous metallization reduction process, without compromising the functionality. Consequently, miniaturized antennas for breast cancer detection were build as well as eddy current resistant antennas for MR applications. Finally, a detailed characterization and practically oriented experiments proved the applicability of the present developments.

